

# EST기반 변조에서 Cyclic Prefix 복원 및 등화기법

정회원 권 순 익\*, 준회원 권 병 옥\*, 종신회원 황 태 원\*

## Cyclic Prefix Reconstruction and Equalization for EST based Modulation

Soonik Kwun\* *Regular Member*, Byunguk Kwon\* *Associate Member*,  
Teawon Hwang\* *Lifelong Member*

### 요 약

EST (Energy Spreading Transform)가 적용된 등화기법은 주파수 선택적 채널에서 ISI (Inter Symbol Interference)를 반복적으로 제거해 주는 효과적인 기술이다. EST 적용 시스템은 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템과 동일하게 CP (Cyclic Prefix)를 사용한다. 데이터 전송 측면에서 CP의 사용은 동일한 데이터의 반복이므로 시스템의 전송효율을 저하시킨다. RISIC 알고리즘은 불충분한 CP 길이에 의해 발생하는 IBI (Inter Block Interference)를 제거하고 CP를 복원해주는 알고리즘이다. 따라서 본 논문에서는 기존의 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조방식의 EST 시스템에 RISIC 알고리즘을 결합시킨 시스템을 제안하여 전송효율을 높였고 제안된 시스템은 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 변조방식으로 확장시켰다. 제안된 시스템은 RISIC 알고리즘과 EST기반의 등화기법을 사용함으로써 불충분한 길이의 CP를 사용하더라도 BER 성능이 MFB (Matched Filter Bound)에 근접하도록 향상시킬 수 있음을 보여준다.

**Key Words** : RISIC, EST, Multi-level Modulation, Iterative Equalization

### ABSTRACT

Energy spreading transform (EST) based equalization is a very effective technique to remove inter symbol interference (ISI) in frequency selective channel. EST based system uses cyclic prefix (CP) similar to orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system. Since CP is a redundancy, it degrades the data transmission rate. RISIC is an algorithm that removes an inter block interference (IBI) caused by insufficient CP length and reconstructs CP. In this paper, we propose a system that combines the existing EST system with quadrature phase shift keying (QPSK) modulation and RISIC algorithm to enhance the efficiency of the transmission. Also we extend the proposed system to 16 quadrature amplitude modulation (QAM) modulation. The proposed system is shown to performance close to matched filter bound (MFB) even with insufficient CP.

### 1. 서 론

EST (Energy Spreading Transform)가 적용된 등화기는 주파수 선택적 채널에서 반복적으로 등화가 이루어지는 시스템이다<sup>[1][2]</sup>. 이러한 시스템을 본 논문

에서는 EST 시스템이라고 한다. 일반적인 SC-FDE (Single Carrier Frequency Domain Equalization) 시스템처럼 EST 시스템은 주파수영역 등화를 수행한다<sup>[1][2]</sup>. 이와 함께 EST 시스템은 결정된 수신신호를 Feedback 시켜 수신심벌에 들어 있는 ISI (Inter

※ 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (No. 2010-0016346)

\* 연세대학교 전기전자공학부 무선통신(WCL)연구실(sikwun@yonsei.ac.kr, ahlp@yonsei.ac.kr, twhwang@yonsei.ac.kr),

논문번호: KICS2010-07-292, 접수일자: 2010년 7월 2일, 최종논문접수일자: 2010년 9월 14일

Symbol Interference)를 반복적으로 제거해 준다.

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템과 같이 EST 시스템은 CP (Cyclic Prefix)를 사용한다<sup>1)</sup>. 심벌 블록 간에 존재하는 CP의 길이  $\epsilon$ 는 채널의 길이  $L$ 에 따라 시스템에서 필요로 하는 길이보다 작으면 ( $\epsilon < L-1$ ) IBI (Inter-Block Interference)가 발생한다. 따라서 CP의 길이는 IBI가 발생되지 않도록 충분한 크기로 선택해야 한다. 하지만 CP는 동일한 데이터의 반복이므로 주파수 효율 측면에서 보면 시스템의 전송효율을  $N/(N+\epsilon)$ 로 저하시킨다. RISIC (Residual ISI Cancellation) 알고리즘은 CP의 길이가 부족한 경우 이를 복원해주는 기술이다<sup>3,4)</sup>.  $\epsilon < L-1$ 인 경우 IBI 발생으로 인해 데이터는 손상이 된다. RISIC 알고리즘은 IBI를 반복적으로 제거해 줌으로써 최종적으로  $\epsilon \geq L-1$ 인 경우와 동일한 BER (Bit Error Rate) 성능을 얻게 된다<sup>3)</sup>. 이 기술은 OFDM을 사용하는 HDTV방송의 응용에서 처음 제안이 되었다<sup>4)</sup>. RISIC 알고리즘을 적용하면 시스템의 전송효율이 증가시킬 수 있다.

본 논문에서는 EST 기반의 반복 등화 기법과 RISIC 알고리즘이 결합된 시스템을 제안하였다. EST 시스템에서 채널에 따라 할당해야 할 CP의 길이는 RISIC 알고리즘의 사용으로 줄일 수 있다. 이러한 CP 길이의 감소는 EST 시스템의 전송효율의 개선효과를 가져온다. 또한 EST 시스템을 통한 반복되는 ISI 제거로 BER의 성능개선을 가져올 수 있다. 본 논문에서는 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조방식을 사용하여 EST 시스템과 결합된 RISIC 알고리즘을 구성하고 모의시험 및 분석을 하였다. 또한 QPSK를 사용한 시스템 구성을 근간으로 하여 변조방식을 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)으로 확장하였을 때 본 논문에서 제안한 시스템의 BER 성능을 확인하고 분석을 하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서본 논문에서 제안하는 EST 시스템과 RISIC 알고리즘을 결합한 시스템에 대해 설명하고, III장에서는 RISIC 알고리즘에 대해, IV장에서는 EST에서의 필터 설계에 대해 설명하였다. V장에서는 기존 EST 시스템을 16 QAM 변조방식으로 확장하였고 VI장에서 모의실험을 통해 제안된 시스템의 성능을 검증한다. 마지막으로 VII장에서는 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 RISIC 알고리즘과 EST가

결합된 시스템의 블록 도는 그림 1에 나타나 있다. 평균 송신 전력  $\sigma_s^2$ 를 갖는  $p$ 번째 송신 블록  $\mathbf{s}_p = [s_{p,0}, s_{p,1}, \dots, s_{p,N-1}]^T$ 는 EST에 의해 다음과 같이 변환된다.

$$\tilde{\mathbf{s}}_p = \mathbf{E}\mathbf{s}_p \quad (1)$$

여기서  $\mathbf{E}$ 는  $N \times N$ 인 matrix이다. EST는 심벌의 에너지를 심벌 블록 전체에 퍼트려 주는 orthonormal 한 변환이다<sup>1)</sup>. 채널을 통과한  $p$ 번째 심벌 블록,  $n$ 번째 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{p,n} = & \sum_{l=0}^{L-1} h_l \widetilde{s_{p,(n-l)_N}} \delta_{n-l+\epsilon} \\ & + \sum_{l=\epsilon+1}^{L-1} h_l \widetilde{s_{p-1,(n-l+\epsilon)_N}} (1 - \delta_{n-l+\epsilon}) \\ & + \tilde{w}_{p,n} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $L$ 은 채널의 길이를 나타내고,  $(n)_N$ 은  $n$  모듈로  $N$  연산을 의미하며  $\delta_n$ 과  $h_l$ ,  $\tilde{w}_{p,n}$ 은 각각 Kronecker 델타 함수와 채널의 임펄스 응답, 평균전력  $\sigma_n^2$ 을 가지는 AWGN을 나타낸다.  $\tilde{u}_{p,n}$ 에는 부족한 CP로 인한 IBI가 포함되어 있는데 이는 RISIC 알고리즘에 의해 제거될 수 있다. 본 논문에서 제안하는 RISIC 알고리즘은 EST 시스템과 독립적으로 먼저 RISIC 알고리즘이 반복적으로 수행된 후에 EST 시스템이 수행된다. RISIC 알고리즘에 의해 CP가 완벽하게 복원되었다고 가정하면 주파수 영역 필터를 통과하기 전의 신호,  $\tilde{r}_{p,n}^{(q)}$ 는 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{r}_{p,n}^{(q)} = h_n \odot \tilde{s}_{p,n} + \tilde{w}_{p,n} \quad (3)$$

여기서  $q$ 는 RISIC 알고리즘의 반복 횟수를 의미하고  $\odot$ 은 순환 컨볼루션을 의미한다. 식 (3)을 주파수 영역에서 표시하면 식 (4)와 같다.

$$\tilde{R}_{p,k}^{(q)} = H_k \tilde{S}_{p,k} + \tilde{W}_{p,k} \quad (4)$$

여기서  $H_k$ 와  $\tilde{S}_{p,k}$ ,  $\tilde{W}_{p,k}$ 은 각각  $h_n$ 과  $\tilde{s}_{p,n}$ ,  $\tilde{w}_{p,n}$ 을 FFT (Fast Fourier Transform)한 값이다. 그림 1과 같이, 주파수 영역으로 변환된 신호는 주파수

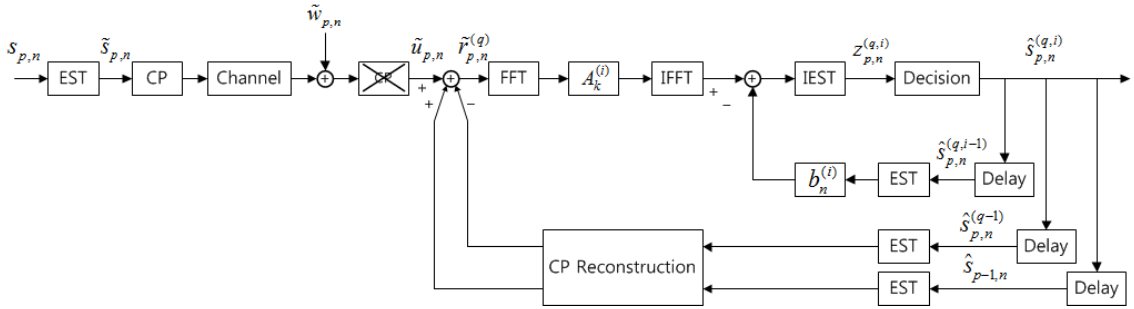


그림 1. EST기반 변조에서 Cyclic Prefix 복원 및 등화 시스템  
Fig. 1. Cyclic prefix reconstruction in EST based equalization

영역 필터  $A_k^{(i)}$ 와 시간 영역 필터  $b_n^{(i)}$ 에 의해 반복적으로 EST 등화를 수행한 후 hard decision을 내리게 된다. 여기서  $i$ 는 EST 반복 횟수를 의미한다. 시간 도메인 필터인  $b_n^{(i)}$ 은  $A_k^{(i)}$ 를 통과 하고 난 뒤에 남아있는 ISI를 제거하기 위해 다음과 같이 설계된다<sup>[12]</sup>.  $A_k^{(i)}$ 와  $b_n^{(i)}$ 의 구체적인 설명은 IV장에서 할 것이다.

RISIC에 의해 CP가 완벽하게 복원이 된 경우, decision 전의  $i$ 번째 EST 반복에서의  $p$ 번째 블록,  $n$ 번째 심벌은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_{p,n}^{(q,i)} = s_{p,n} + i_{p,n}^{(q,i)} + w_{p,q}^{(i)} \quad (6)$$

여기서  $i_{p,n}^{(q,i)}$ 와  $w_{p,q}^{(i)}$ 은 각각 간섭신호와 노이즈를 의미한다.  $i_{p,n}^{(q,i)}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$i_{p,n}^{(q,i)} = b_n^{(i)} \odot d_n^{(q,i-1)} \quad (7)$$

여기서

$$d_{p,n}^{(q,i)} = s_{p,n} - \hat{s}_{p,n}^{(q,i)} \quad (8)$$

이다. 그러면 신호, 간섭신호 그리고 노이즈의 전력은 다음과 같이 유도된다<sup>[2]</sup>.

$$P_{si} = \sigma_s^2 \quad (9)$$

$$P_{in}^{(q,i)} = K_h^{(i)} (\sigma_d^{(q,i-1)})^2 \quad (10)$$

$$P_{no}^{(i)} = \frac{\sigma_w^2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |A_k^{(i)}|^2 \quad (11)$$

여기서  $K_h^{(i)}$ 와  $\sigma_d^{(q,i)}$ 는 식 (12)와 (13) 같다<sup>[2]</sup>.

$$K_h^{(i)} = \frac{1}{(g_0^{(i)})^2} \sum_{n \neq 0} |g_n^{(i)}|^2 \quad (12)$$

$$(\sigma_d^{(q,i)})^2 = \mathcal{E} \{ |d_n^{(q,i)}|^2 | \{z_{p,n}^{(q,i)}\}_{n=0}^{N-1} \} \quad (13)$$

이 때, 식 (12)의  $g_n^{(i)}$ 의 구체적인 설명은 IV장에서 할 것이다. 식 (9), (10), (11)로부터  $i$ 번째 EST 반복에서의 SINR값은 식 (13)과 같이 나타낸다<sup>[12]</sup>.

$$\gamma^{(q,i)} = \frac{P_{si}}{P_{in}^{(q,i)} + P_{no}^{(i)}} \quad (14)$$

### III. RISIC 알고리즘

$\epsilon < L-1$ 인 경우가 되면  $\tilde{u}_{p,n}$ 에는 IBI가 포함이 된다. 잔존하는 IBI를 제거하고 잡음이 포함되지 않는 수신신호를 얻기 위해 3단계로 구성된 RISIC 알고리즘을 사용하게 된다<sup>[3][4]</sup>. RISIC 알고리즘은 EST와 독립적으로 수행되기 때문에 EST 인덱스인  $i$ 를 생략하였다. 먼저  $\tilde{u}_{p,n}$ 로부터 이전 심벌 블록에서 결정된 신호를 이용해서 IBI를 제거한다. 이 과정을 꼬리제거 과정이라고 한다<sup>[4]</sup>.

$$\tilde{r}_{p,n}^{(0)} = \tilde{u}_{p,n} - \sum_{l=\epsilon+1}^{L-1} h_l \tilde{s}_{p-1,(n-l+\epsilon)_N} (1 - \delta_{n-l+\epsilon}) \quad (15)$$

여기서  $\tilde{s}_{p,n}$ 은  $p$ 번째 블록,  $n$ 번째 결정 심벌을 EST 변환 시킨 심벌이다. ( $p=0$ )인 경우, 이전 심벌

블록이 없기 때문에 IBI가 존재 하지 않는다. 따라서 식 (15)는 다음과 같이 수정된다.

$$\tilde{r}_{0,n}^{(0)} = \tilde{u}_{0,n} \quad (16)$$

두 번째 과정은 CP를 복원하는 과정이다. EST 등화는 수행되지 않기 때문에 feedback 정보가 없으므로 decision 전의 신호  $z_{p,n}^{(q)}$ 는 식 (17)과 같다.

$$z_{p,n}^{(0)} = a_n^{(1)} \odot \tilde{r}_{p,n}^{(0)} \quad (17)$$

여기서  $a_n^{(i)}$ 은 주파수 영역 필터  $A_k^{(i)}$ 의 시간 영역 표현이다.  $z_{p,n}^{(0)}$ 으로부터 decision 심벌인  $\hat{s}_{p,n}^{(0)}$ 을 얻게 되고 이를 이용하여 식 (18)과 같이 CP를 복원하게 된다.

$$\tilde{r}_{p,n}^{(1)} = \tilde{r}_{p,n}^{(0)} + \sum_{l=\epsilon+1}^{L-1} h_l \tilde{s}_{p,(n-l+\epsilon),N}^{(0)} (1 - \delta_{n-l+\epsilon}) \quad (18)$$

이 과정을 CP복원 과정이라고 한다<sup>[3][4]</sup>. 마지막 과정은  $q \geq 1$  일 때, 두 번째 과정을 반복해서 CP를 보다 더 정확하게 복원하는 과정을 말한다.

$$\tilde{r}_{p,n}^{(q)} = \tilde{r}_{p,n}^{(0)} + \sum_{l=\epsilon+1}^{L-1} h_l \tilde{s}_{p,(n-l+\epsilon),N}^{(q-1)} (1 - \delta_{n-l+\epsilon}) \quad (19)$$

이 과정을 통해서 IBI에 의해 손상된 CP를 복원할 수 있다<sup>[4]</sup>.

#### IV. EST 시스템

##### 4.1 필터 $A_k^{(i)}$ 와 $b_n^{(i)}$ 의 설계

[1]에서는 주파수 영역 필터  $A_k^{(i)}$ 를 첫 번째 EST 반복에서는 MMSE (Minimum Mean Square Error) 등화를 사용하였고 두 번째 EST 반복부터는 matched 필터를 사용하였다.

$$A_k^{(i)} = \begin{cases} \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \sigma_w^2 / \sigma_s^2}, & i = 1 \\ H_k^*, & i \geq 2 \end{cases} \quad (20)$$

여기서 \*은 공액 복소수를 나타낸다. ( $i = 1$ )인 경

우, feedback 정보가 없으므로  $b_n^{(i)}$ 은 식 (21)과 같이 설계된다<sup>[1]</sup>.

$$b_n^{(1)} = 0, \quad (i = 1) \quad (21)$$

$$b_n^{(i)} = \begin{cases} g_n^{(i)}, & (n \neq 0) \\ 0, & (n = 0) \end{cases}, \quad (i \geq 2) \quad (22)$$

여기서  $g_n^{(i)}$ 는 식 (23)과 같다.

$$g_n^{(i)} = \sum_l h_l h_{l-n}^* \quad (23)$$

식 (22)에서 ( $n = 0$ )에 해당하는 값은 간섭 신호와는 무관하기 때문에 0의 값을 가져야 한다.

또한,  $A_k^{(i)}$ 는  $i$ 번째 EST 반복에서의 SINR을 최대화 하는 최적 필터 (Optimum Filter)를 설계하여 적용할 수 있다. 최적 필터에서는 식 (13)의  $(\sigma_d^{(q,i)})^2$ 를 이용하여 설계를 한다. 하지만 EST 반복과정은 RISIC 알고리즘과는 독립적으로 시행되기 때문에 RISIC 반복 인덱스  $q$ 를 생략한다. 최적 필터를 적용하면 식 (20)은 다음과 같이 수정된다<sup>[2]</sup>.

$$A_k^{(i)} = \frac{\alpha H_k^*}{(\sigma_d^{(i-1)})^2 |H_k|^2 + \sigma_w^2} \quad (24)$$

여기서  $\alpha$ 는 정규화 계수이고 식 (25)와 같이 정의 된다.

$$\alpha = \left( \frac{1}{N} \sum_k^{N-1} \frac{|H_k|^2}{(\sigma_d^{(i-1)})^2 |H_k|^2 + \sigma_w^2} \right)^{-1} \quad (25)$$

이 때, 식 (24)에서 ( $i = 1$ )인 경우 feedback정보가 없으므로  $(\sigma_d^{(0)})^2 = \sigma_s^2$ 이고, 만약  $(\sigma_d^{(i-1)}) = 0$ 인 경우  $A_k^{(i)}$ 는 matched 필터가 된다[2]. 최적 필터를 적용하였을 경우,  $b_n^{(i)}$ 은  $A_k^{(i)}$ 에 따라 식 (26)과 같이 재정의 된다<sup>[2]</sup>.

$$b_n^{(i)} = g_n^{(i)} - g_0^{(i)} \delta_n \quad (26)$$

여기서  $g_n^{(i)}$ 는 식 (27)과 같다.

$$g_n^{(i)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k^{(i)} H_k e^{\frac{2\pi kn}{N}} \quad (27)$$

$$p^{(i)} \simeq 3Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}\gamma^{(i)}}\right) \quad (33)$$

4.2 Hard decision에서의  $(\sigma_d^{(q,i)})^2$  설계  
 Hard decision으로부터  $i$ 번째 반복에서 잘못 결정된 심벌의 인덱스를  $U^{(i)}$ 라 하고  $N$ 개의 심벌 중 잘못 결정된 심벌의 수를  $N^{(i)}$ 라고 하면 QPSK 변조 방식인 경우 식 (13)은 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[1][2]</sup>.

$$(\sigma_d^{(i)})^2 = \mathcal{E} \left\{ |d_{p,n}^{(i)}|^2 | n \in U^{(i)} \right\} \cdot \frac{N^{(i)}}{N} \quad (28)$$

$$= k(p^{(i)}) \sigma_s^2 p^{(i)} \quad (29)$$

여기서  $p^{(i)}$ 는  $i$ 번째 반복의 심벌 에러확률 이고  $k(p^{(i)})$ 는 식 (30)과 같다<sup>[1][2]</sup>.

$$k(p^{(i)}) = \frac{4}{(2 - 0.5p^{(i)})} \quad (30)$$

심벌 에러 확률  $p^{(i)}$ 는 식 (14)로부터 구한 SINR값을 이용해서 Q 함수로 식 (31)와 같이 나타낼 수 있다<sup>[1][2]</sup>.

$$p^{(i)} = 1 - \left[ 1 - Q\left(\sqrt{\gamma^{(i)}}\right) \right]^2 \quad (31)$$

식 (30)와 식 (31)을 이용해서 식 (28)를 구할 수 있게 된다.

### V. 16 QAM에서의 EST 시스템

본 논문에서는 기존 QPSK에서 설계된 EST시스템을 16 QAM 변조방식으로 확장하였다. 16 QAM에서는 기존 EST시스템과 다른 점은 식 (13)의  $(\sigma_d^{(q,i)})^2$ 의 설계이다. 먼저 식 (28)으로부터 식 (32)을 유도할 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$(\sigma_d^{(q,i)})^2 = \mathcal{E} \left\{ |d_n^{(q,i)}|^2 | d_n^{(q,i)} \neq 0 \right\} \cdot p^{(i)} \quad (32)$$

여기서 16 QAM 에서의 심볼 에러 확률  $p^{(i)}$ 는 식 (33)와 같이 근사화 될 수 있다<sup>[5]</sup>.

16 QAM에서의  $(\sigma_d^{(q,i)})^2$ 의 설계 또한 기존 QPSK의 경우와 마찬가지로, EST 반복과정은 RISIC 알고리즘과는 독립적으로 시행된다. 그렇기 때문에 RISIC 반복 인덱스  $q$ 는 생략하도록 한다. 그림 2와 같이 Gray 심벌 매핑을 가정한 16 QAM constellation에서 Euclidean 거리를 다음과 같이 정의하자.

$$d_{r,l} = |a_r - a_l| \quad (34)$$

식 (32)에서 일반화 된  $(\sigma_d^{(i)})^2$ 는 시간에 종속되지 않기 때문에 블록 인덱스  $p$ 와 시간 인덱스  $n$ 을 생략할 수 있다. 그림 2의 16 QAM constellation에서는 각 사분면 마다 동일한 Euclidean 거리 값과 확률을 갖기 때문에 하나의 사분면에 대해서만 고려를 하면 식 (32)의 기댓값은 식 (8)로부터 다음과 같이  $p$ 와  $n$ 을 생략하여 유도될 수 있다.

$$\mathcal{E} \left\{ |d^{(i)}|^2 | d^{(i)} \neq 0 \right\} = 4 \sum_{l=0,1,4,5} c_l \cdot P^{(i)}(s = a_l) \quad (35)$$

여기서  $c_l$ 은 다음과 같다.

$$c_l = \mathcal{E} \left\{ |d^{(i)}|^2 | s = a_l, s \neq \hat{s} \right\} = \sum_{\substack{r=1,\dots,15 \\ r \neq l}} d_{r,l} \cdot P(\hat{s} = a_r | s = a_l, s \neq \hat{s}) \quad (36)$$

식 (35)의 확률 부분은 다음과 같이 유도 될 수 있다.

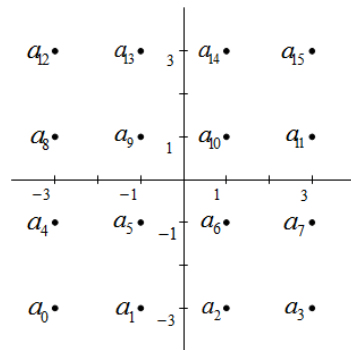


그림 2. 16 QAM constellation  
 Fig. 2. 16 QAM constellation

$$\begin{aligned}
 P(\hat{s}=a_r | s=a_l, s \neq \hat{s}) &= \frac{P(\hat{s}=a_r, s=a_l, s \neq \hat{s})}{P(s=a_l, s \neq \hat{s})} \\
 &= \frac{P(\hat{s}=a_r, s=a_l)}{P(s=a_l, s \neq \hat{s})}, \quad (r \neq l) \quad (37) \\
 &= \frac{P(\hat{s}=a_r | s=a_l)}{P(s \neq \hat{s} | s=a_l)}, \quad (r \neq l)
 \end{aligned}$$

식 (37)을 식 (36)에 대입하면  $c_l$ 은 식 (38)와 같다.

$$c_l = \sum_{r=1, \dots, 15} d_{r,l} \cdot \frac{P(\hat{s}=a_r | s=a_l)}{P(s \neq \hat{s} | s=a_l)} \quad (38)$$

계산과정의 간단함을 위해 본 논문에서는 모든  $l$ 에 대해서 다음을 만족한다고 가정한다.

$$P^{(i)}(s=a_l) = \frac{1}{16} \quad \forall l=0, \dots, 15 \quad (39)$$

이제  $(\sigma_d^{(i)})^2$ 를 구하기 위해서는  $c_0, c_1, c_4, c_5$ 를 알아야 한다. 먼저  $c_0$ 에 대해서 고려하자. 식 (38)의 각  $r$ 에 대한  $d_{r,0}$ 의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 d_{1,0} &= d_{4,0} = 4 \\
 d_{2,0} &= d_{8,0} = 16 \\
 d_{3,0} &= d_{12,0} = 64 \\
 d_{5,0} &= 2\sqrt{2} \\
 d_{6,0} &= d_{9,0} = 2\sqrt{5} \\
 d_{7,0} &= d_{13,0} = 2\sqrt{17} \\
 d_{10,0} &= 4\sqrt{2} \\
 d_{11,0} &= d_{14,0} = 4\sqrt{5}
 \end{aligned} \quad (40)$$

식 (38)에서  $r=1$ 인 경우  $P(\hat{s}=a_r | s=a_0)$ 는 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P(\hat{s}=a_1 | s=a_0) &= P(-2 \leq z_{I,p,n}^{(i)} < 0) P(z_{Q,p,n}^{(i)} < -2) \\
 &= \left[ Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) - Q\left(3\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) \right] \\
 &\quad \times \left[ 1 - Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) \right] \quad (41)
 \end{aligned}$$

여기서  $z_{I,p,n}^{(i)}$ 과  $z_{Q,p,n}^{(i)}$ 은 각각  $z_{I,p,n}^{(q,i)}$ 의 inphase값과 quadrature값에서 RISIC 반복 인덱스  $q$ 를 생략한 것이다.  $r=2, \dots, 15$ 에 대해서도 유사하게 유도될 수 있다. 식 (38)의  $P(s \neq \hat{s} | s=a_0)$ 는 식 (42)와 같이 유도된다.

$$\begin{aligned}
 P(s \neq \hat{s} | s=a_0) &= 1 - P(z_{I,p,n}^{(i)} < -2) P(z_{Q,p,n}^{(i)} < -2) \\
 &\approx 2Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) \quad (42)
 \end{aligned}$$

식 (40)과 (41), (42)을 이용하면  $c_0$ 는 식 (43)와 같이 나타낼 수 있다.

$$c_0 \approx \frac{4Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) + 12Q\left(3\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) + 20Q\left(5\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right)}{Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right)} \quad (43)$$

유사하게  $c_1$ 과  $c_4, c_5$ 를 구하면 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 c_1 &= c_4 \\
 &\approx \frac{4Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) + 8Q\left(3\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) + \frac{20}{3}Q\left(5\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right)}{Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right)} \quad (44)
 \end{aligned}$$

$$c_5 \approx \frac{4Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) + 6Q\left(3\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right)}{Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right)} \quad (45)$$

식 (39)과 (43), (44), (45)를 식 (35)에 대입하면 16 QAM에서의  $(\sigma_d^{(i)})^2$ 는 식 (46)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 (\sigma_d^{(i)})^2 &\approx 12Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) + (25.5)Q\left(3\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) \\
 &\quad + (25.0)Q\left(5\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma^{(i)}\right) \quad (46)
 \end{aligned}$$

## VI. 모의시험결과 및 분석

QPSK 변조방식에서 RISIC 알고리즘을 사용했을 때, static 채널과 COST207 fading 채널 각각에 대한 모의시험 결과가 논문 [3]에서 제시 되었다. 본 논문에서는 RISIC 알고리즘과 함께 EST 시스템의 반복 등화가 포함된 시스템의 모의시험 결과를 보여 준다.

또한 16 QAM으로 변조가 확장되었을 때의 성능 시험 결과를 보여준다. 시뮬레이션에서 사용한 static 채널의 계수는 식 (47)과 같이 주어진다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{aligned}
 h_n = & (0.485 - j0.097)\delta_n + (0.364 + j0.437)\delta_{n-1} \\
 & + 0.243\delta_{n-2} + (0.291 - j0.315)\delta_{n-3} \\
 & + (0.194 + j0.388)\delta_{n-4}
 \end{aligned} \quad (47)$$

모의시험에 사용한 CP길이는  $\epsilon=0$  을 사용하였으며 RISIC 반복은 1회, EST 반복은 10회까지 진행 하였다. 16 QAM으로 확장된 경우 더 좋은 시스템의 성능을 얻기 위해 최적 필터<sup>[2]</sup>를 적용하여 모의시험을 수행 하였다.

그림 3은 QPSK 변조방식을 적용하고 static 채널을 사용하였을 때 시스템의 BER 성능을 비교한 것이다. 블록크기는 N=256을 사용하였다. RISIC 알고리즘 1회 실행한 경우, 충분한 CP를 사용했을 때의 BER 성능에 가까운 성능을 보여준다. RISIC 알고리즘 1회 실행 후, EST 시스템의 반복등화를 10회까지 수행 하였으며 반복 등화 횟수가 증가함에 따라 BER 성능은 MFB에 근접해 가는 것을 알 수 있다. 그림 4에서는 그림 3과 동일하게 시스템을 구성하고 블록 크기만 N=256에서 N=2048로 변경한 후 모의시험을 수행 한 결과를 보여준다. 심벌블록의 크기가 증가함에 따라 시스템의 성능은 향상됨을 알 수 있다.

그림 5에서는 16 QAM 변조 방식에서 제안된 시스템의 BER 성능을 나타내었다. 블록 크기는 N=1024이다. 채널은 static 채널을 사용하였고 시스템에서 사용된 주파수 영역 필터는 MMSE 필터와 matched 필

터를 사용한 경우이다. QPSK 변조방식을 사용한 경우와 마찬가지로 RISIC 알고리즘 1회 실행 시 근접한 BER 성능을 나타내었다. 또 한,  $10^{-4}$ 의 BER에서 제안된 시스템의 10번째 EST 반복에서의 BER 성능과 MFB와의 차이는 약 0.6 dB의 차이를 보인다. 하지만 낮은 SNR에서는 EST 반복을 증가함에 따라 BER 성능이 나빠짐을 확인할 수 있는데, 이는 EST 시스템의 여러 propagation에 기인된 것이다.

그림 6은 최적 필터와 static 채널을 사용 하였을 때 16 QAM에서의 시스템 성능을 보여준다. 동일한 블록크기에서 그림 7과 비교해 보면  $10^{-4}$ 의 BER에서 제안된 시스템의 BER 성능이 MFB와 보다 더 가까운

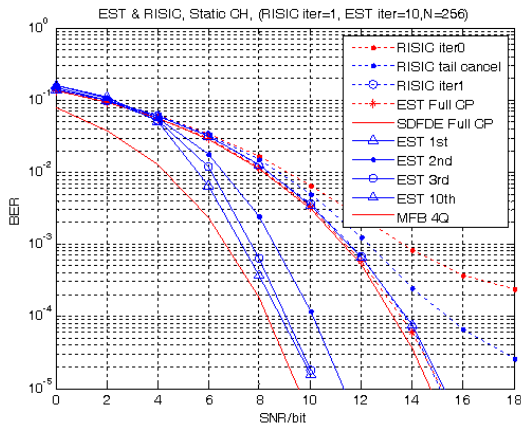


그림 3. QPSK를 사용한 RISIC & EST BER (N=256)  
Fig. 3. QPSK performance of EST with RISIC using MF in static channel (N=256)

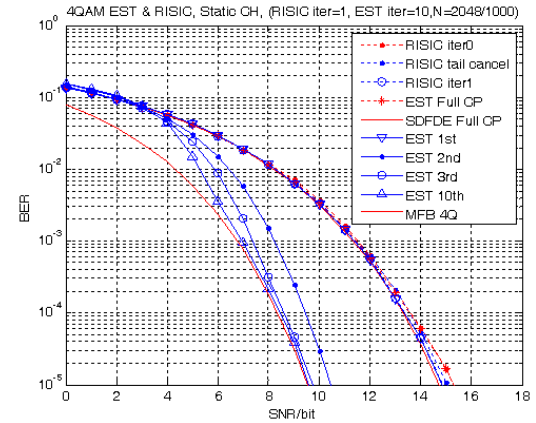


그림 4. QPSK를 사용한 RISIC & EST BER 성능, MF, Static Ch (N=2048)  
Fig. 4. QPSK performance of EST with RISIC using MF in static channel (N=2048)

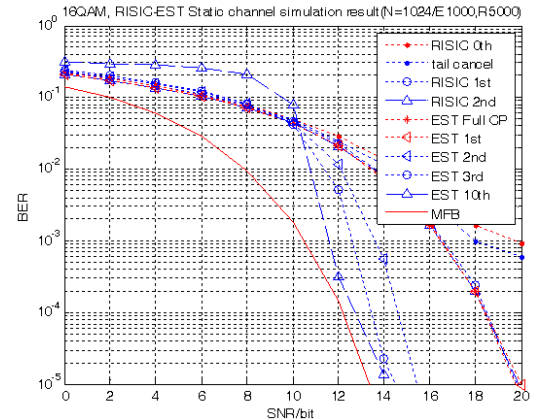


그림 5. 16 QAM을 사용한 RISIC & EST BER 성능, MF, Static Ch (N=1024)  
Fig. 5. 16 QAM performance of EST with RISIC using MF in static channel (N=1024)

Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 EST 등화 시스템과 RISIC 알고리즘을 결합한 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 부족한 CP로 인해 발생하는 IBI를 반복적으로 제거함으로써 기존의 EST 시스템에서 전송효율을 개선시켰다. 또한 QPSK 변조방식을 기반으로 한 기존의 EST방식에서 16 QAM 변조방식으로 확장해서 RISIC 알고리즘과 결합하였다. 시뮬레이션을 통해 QPSK 변조방식의 제안된 시스템이 충분한 CP를 사용한 기존의 시스템과 비교했을 때 BER 성능이 거의 일치함을 확인하였다. 마찬가지로 16 QAM 변조방식의 제안된 시스템 또한 BER 성능이 MFB에 근접함을 모의실험을 통해 확인하였다.

향후 연구과제로 RISIC 알고리즘과 EST 시스템의 등화에 있어서 최적의 반복횟수를 찾는 것과 더 다양한 변조 방식에서 어떠한 특성을 보이는지 알아보는 것이다.

참 고 문 헌

- [1] T. Hwang and Y. G. Li, "Novel iterative equalization based on energy spreading transform," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.54, No.1, pp.190-2-3, Jan. 2006.
- [2] T. Hwang and Y. G. Li, "Optimum Filtering for Energy-Spreading Transform Based Equalization," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.55, No.3, pp.1182-1187, Mar. 2007.
- [3] T. Hwang, "Iterative Cyclic Prefix Reconstruction for Precoded SC-FDE," *IEICE Trans. Comm.*, Vol.E90-B, No.9, pp2447-2455, Sep. 2007.
- [4] D. Kim, G. L. Stuber, "Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting," *IEEE Journal Comm.*, Vol.16, No.8, pp.1590-1599, Oct. 1998.
- [5] John. G. Proakis, "Digital Communications," *4th International ed. McGraw-Hill.*, pp 276-280. 2008.
- [6] j. G. Proakis and D. G. Manolakis, "Digital Signal Processing," *3rd ed. Prentice Hall.*, pp. 415-420, 1996.

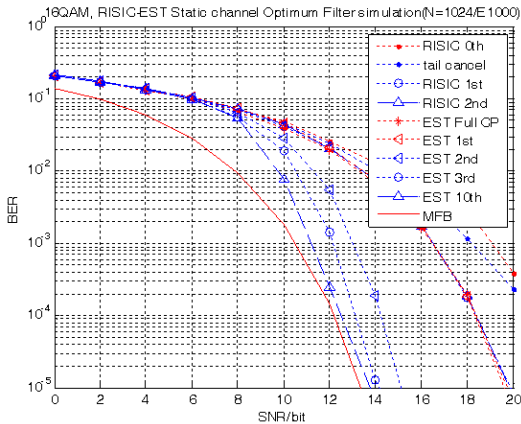


그림 6. 16 QAM 최적 필터를 사용한 RISIC & EST BER 성능 (N=1024)  
 Fig. 6. 16 QAM performance of EST with RISIC using optimal filter in static channel (N=1024)

성능을 보이고 있음을 알 수 있다. 또한, 낮은 SNR에서 반복이 증가됨에 따라 BER 성능이 좋아짐을 확인할 수 있었다 (N=1024). 이러한 결과로 matched 필터를 사용했을 때 보다 최적 필터를 사용하였을 때 좀 더 나은 성능을 확인할 수 있다.

그림 7에서는 16 QAM 변조방식에서 static 채널을 사용하는 대신 fading 채널과 최적 필터를 사용하였을 때의 시스템 BER 성능을 시험한 결과이다. 사용한 fading 채널은 COST207 채널이며 matlab을 통해 23 탭을 1000회 발생시켜 모의시험에 적용하였다.

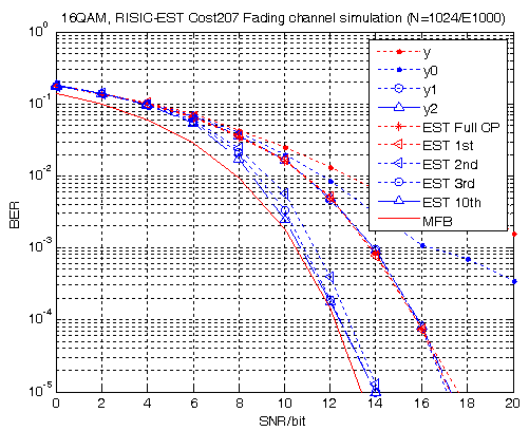


그림 7. Fading 채널에서 16 QAM 최적 필터를 사용한 RISIC & EST BER 성능 (N=1024)  
 Fig. 7. 16 QAM performance of EST with RISIC using optimal filter in fading channel (N=1024)



권 순 익 (Soonik Kwun)

정회원



1996년 2월 연세대학교 전자  
공학과 공학사  
1996년 1월~현재 LG 전자  
MC연구소 연구원  
2008년 3월~2009년 2월 연세  
대학교 전기전자공학부 석사

<관심분야> 전자공학, 통신공학, OFDM, MIMO

황 태 원 (Teawon Hwang)

중신회원



1993년 2월 연세대학교 전자  
공학과  
1993년 3월~1995년 2월  
Georgia Institute of  
Technology 전기 컴퓨터 공  
학 석사

1995년 3월~2000년 ETRI 연구원  
2001년 3월~2005년 2월 Georgia Institute of  
Technology 전기 컴퓨터 공학 박사  
2005년~2005년 Qualcomm 인턴  
2005년~2006년 YGL Telecom 연구원  
2006년~현재 연세대학교 전기전자공학부 교수  
<관심분야> 전자공학, 통신공학, OFDM, MIMO

권 병 옥 (Byung-uk Kwon)

준회원



2009년 2월 건국대학교 전자  
공학과  
2009년 3월~현재 연세대학교  
전기전자공학부 석사과정  
<관심분야> 전자공학, 통신공  
학, OFDM, MIMO