

논문 2006-43TC-10-8

# 이동평균필터를 사용하는 차동 검출기의 필터크기 결정 방법

## ( Filter Size Determination for Differential Detectors with Moving Average Filters )

임민중\*

(Minjoong Rim)

### 요약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 구현상의 복잡도가 크지 않으면서 우수한 성능을 나타내는 특성을 가지고 있으며 광대역 무선통신 시스템에서 널리 사용되고 있다. OFDM 시스템의 수신기에서 하는 가장 중요한 일 중 하나는 프리앰블의 검출이다. 이 논문에서는 확장된 차동 검출 방식과 유사한 형태를 가지는 이동평균필터를 사용하는 차동 검출 방식을 제안하며 이동평균필터의 크기를 결정하여 다양한 환경에서 최적의 성능을 얻는 방법을 제안한다. 수식에서 최적의 이동평균필터의 크기는 딜레이 스프레드가 커짐에 따라 그리고 신호대잡음비가 커짐에 따라 감소함을 보인다.

### Abstract

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is widely used in wideband wireless communication systems due to its excellent performance. One of the most important operations in the OFDM receivers is preamble detection. This paper presents a differential detection method with moving average filter, which is similar to extended differential detection, and a filter determination method to achieve the best performance in various environments. The proposed method shows that the optimal filter size decreases as the delay spread increases and as the signal-to-noise ratio increases.

**Keywords:** OFDM, Preamble Detection, Cell Search, Differential Detection, Moving Average Filter, Filter Size Determination

### 1. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 구현상의 복잡도가 크지 않으면서 우수한 성능을 나타내는 특성을 가지고 있으며 광대역 무선통신 시스템에서 널리 사용되고 있다<sup>[1]</sup>. 많은 경우 OFDM 시스템의 수신기에서 가장 먼저 해야 하는 일 중 하나는 프리앰블의 검출이다<sup>[2-3]</sup>. OFDM 시스템에서의 프리앰블 검출은 시간축 또는 주파수축에서 행할 수 있다. 특히 OFDM 셀룰라 시스템의

하향링크와 같이, 가능한 프리앰블의 형태가 많을 경우에는 먼저 OFDM 심벌의 경계를 찾고 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해 신호를 주파수축으로 보내어 주파수축에서 여러 프리앰블 패턴과 비교하는 주파수축의 방식을 사용할 수 있다. OFDM 심벌 경계는 OFDM 심벌의 cyclic prefix의 성질을 이용하여 자기상관도를 측정하는 방법을 통해 추출할 수 있다<sup>[4]</sup>. 자기상관도의 측정은 또한 주파수 오프셋 추정 및 보상에 이용된다.

주파수축에서의 프리앰블 검출은 에너지 검출 방식, 상관(correlation) 방식, 차동 검출(differential detection) 방식, 확장된 차동 검출 방식 등 다양한 방법이 존재한다. 에너지 검출 방식은 에너지를 계산하여 임계치와

\* 정회원, 동국대학교 정보통신공학과  
(Department of Information and Communication Engineering, Dongguk University)  
접수일자: 2006년4월3일, 수정완료일: 2006년10월2일

비교하는 방법으로 구현이 간단하다는 장점이 있지만 간섭에 취약하므로 여러 프리앰블 패턴 중 하나를 찾는 방법으로는 사용할 수 없다<sup>[5]</sup>. 상관 방식은 수신된 주파수축의 신호와 프리앰블 패턴의 상관도를 구하는 방법으로 주파수 선택적 페이딩 및 타이밍 오프셋에 의하여 성능이 열화될 수 있다는 단점을 가진다<sup>[6]</sup>. 차동 검출 방식은 인접한 부반송파의 신호의 차동적인 상관관계를 이용하는 non-coherent 방식으로 타이밍 오프셋 및 주파수 선택적 페이딩에 강인하다는 장점을 가지지만, 타이밍 오프셋이 없고 채널이 주파수 비선형적인 경우에는 상관 방식 등의 coherent 방식에 비해서 성능이 떨어진다는 단점을 가진다<sup>[7]</sup>. 확장된 차동 검출 방식은 차동 검출 방식에서 인접한 부반송파의 신호의 상관관계만을 고려하는 대신 조금 떨어진 부반송파의 신호의 상관관계도 같이 고려함으로써 non-coherent 방식의 성능 저하를 극복하도록 한 방법이다<sup>[8]</sup>. 확장된 차동 검출 방식은 이동평균필터와 차동 검출 방식이 결합된 형태로 표현할 수 있으며 그 성능 및 특성은 이동평균필터의 크기에 의해 결정이 된다. 이 논문에서는 확장된 차동 검출 방식과 유사한 형태를 가지는 이동평균필터를 사용하는 차동 검출 방식을 제안하며 이동평균필터의 크기를 결정하여 다양한 환경에서 최적의 성능을 얻는 방법을 제안한다.

논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 OFDM 시스템의 프리앰블 검출을 위한 방법을 제안하고 기존의 방법과의 차이를 설명한다. 제안하는 방법은 이동평균필터를 사용하는 차동 검출 방식으로 이동평균필터의 크기에 따라서 기존의 여러 방법들과 유사한 형태를 가진다. 기존의 방법들이 동작 환경에 따라 장단점이 있듯이 동작 환경에 따라 적절한 이동평균필터의 필터 크기가 결정되어야 한다. III절에서는 이동평균필터의 필터 크기를 결정하는 방법을 제안한다. IV절에서는 실험 결과를 보이며 V절에서는 결론을 맺는다.

## II. 프리앰블 검출 알고리즘

### 1. 프리앰블의 검출

OFDM 시스템에서 FFT의 크기가  $N_{FFT}$ 이며 프리앰블 신호는  $s$ 의 간격을 가지면서  $N$  개의 부반송파에 위치한다고 하자. 검출하고자 하는 주파수축의 프리앰블 신호가  $X(k)(k = -N/2, \dots, N/2 - 1)$ 이며 프리앰블은 PSK(Phase Shift Keying) 변조를 사용하여  $|X(k)| = 1$ 이라고 하자. 프리앰블은 시간축에서 검출하

거나 주파수축에서 검출할 수 있으며 주파수축에서 할 경우 OFDM 심벌 영역을 추출하는 것이 선행되어야 한다. OFDM 심벌 영역의 추출은 OFDM 심벌의 cyclic prefix의 성질을 이용하여 자기상관도를 취함으로써 행할 수 있다. 전송이 된 주파수축의 신호를  $\hat{X}(k)(k = -N/2, \dots, N/2 - 1)$ , 수신된 주파수축의 신호를  $R(k)(k = N/2, \dots, N/2 - 1)$ , 주파수 응답을  $H(k)(k = N/2, \dots, N/2 - 1)$ , 주파수축의 잡음을  $W(k)(k = N/2, \dots, N/2 - 1)$ 라고 하자. 수식 표현의 편의를 위해서  $X(k) = 0(k < N/2 \text{ or } K \geq N/2)$ ,  $R(k) = 0(k < N/2 \text{ or } K \geq N/2)$ 이라고 정의하자. 이때 수신된 신호는 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$R(k) = \hat{X}(k)H(k) + W(k) \quad (1)$$

수신 신호의 검출은 다음과 같은 수식을 이용하여 상관도값을 얻은 후 이를 임계치와 비교하여 임계치보다 클 경우 신호가 검출된 것으로 판정할 수 있다.

$$\rho = \sum_k \tilde{H}(k)X(k)R^*(k) \quad (2)$$

식 (2)에서  $\tilde{H}(k)$ 는  $H(k)$ 의 추정값이며  $R^*(k)$ 는  $R(k)$ 의 복소전치값이다. 식 (2)의 값은 CFAR(constant false alarm rate) 알고리즘을 사용할 경우 수신 신호의 에너지에 비례하는 임계치를 이용한다<sup>[9]</sup>.

$$Threshold = T \sum_k |R(k)|^2 \quad (3)$$

$T$ 는 false alarm rate에 의해서 결정되는 상수이다. 상관도 값은 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho &= \sum_k \tilde{H}(k)X(k)(\hat{X}^*(k)H^*(k) + W^*(k)) \\ &= \sum_k \tilde{H}(k)X(k)\hat{X}^*(k)H^*(k) + Noise \end{aligned} \quad (4)$$

만일 채널추정값  $\tilde{H}(k)$ 가 정확하여  $\tilde{H}(k) \approx H(k)$ 라고 가정할 때 상관도 값은 다음과 같이 쓰여진다.

$$\rho \approx \sum_k |H(k)|^2 X(k)\hat{X}^*(k) + Noise \quad (5)$$

송신된 신호  $\hat{X}(k) = X(k)$ 이라면 위 식은 식 (6)과 같이 쓰여져서 큰 값이 나오게 되고 그렇지 않을 경우 큰 값이 나올 확률은 작게 된다.

$$\begin{aligned}\rho &\approx \sum_k |H(k)|^2 |X(k)|^2 + \text{Noise} \\ &= \sum_k |H(k)|^2 + \text{Noise}\end{aligned}\quad (6)$$

$H(k)$ 를 추정하기 위해서는 수신된 신호를 이용해야 한다.  $R(k)$ 를 이용한 순간채널추정값은 다음과 같다.

$$\bar{H}(k) \equiv X^*(k)R(k)\quad (7)$$

그러나 채널추정값을 얻기 위해서  $\tilde{H}(k) = \bar{H}(k) = X^*(k)R(k)$ 를 사용한다면

$$\begin{aligned}\rho &\approx \sum_k X^*(k)R(k)X(k)R^*(k) + \text{Noise} \\ &= \sum_k |X(k)|^2 |R(k)|^2 + \text{Noise}\end{aligned}\quad (8)$$

이 되어서 송신된 신호  $\hat{X}(k)$ 와 상관 없이 신호가 존재할 때 큰 값을 얻게 되는, 에너지 검출 알고리즘이 된다. 에너지 검출 알고리즘은 송신된 신호의 형태와 상관 없이 에너지와 상관이 있으므로 여러 종류의 프리앰블 패턴 중 하나를 검출할 때에는 사용하기 곤란하다. 간섭이 존재하거나 여러 종류의 프리앰블 패턴이 존재할 때에는 CFAR 알고리즘의 형태를 사용하며, 이를 위해서는  $H(k)$ 를 추정할 때  $R(k)$ 를 제외한 다른 수신신호를 사용한다.

## 2. 제안하는 알고리즘

주파수축에서 채널의 변화가 심하지 않다는 가정하에서 주변의 순간채널추정값을 이용하여 채널추정을 할 수 있다.  $R(k)$ 를 제외한 다른 수신신호를 사용하여  $H(k)$ 를 추정하는 방법은 다음과 같다.

$$\tilde{H}(k) = \sum_{\substack{i=-M \\ i \neq 0}}^M b_i \bar{H}(k+i)\quad (9)$$

식 (9)에서  $b_i$ 는  $\sum b_i = 1$ 를 만족하는 채널추정 필터의 계수이다. 식 (2)의 상관도값은 다음과 같이 쓰여진다.

$$\begin{aligned}\rho &= \sum_k \sum_{\substack{i=-M \\ i \neq 0}}^M b_i \bar{H}(k+i)X(k)R^*(k) \\ &= \sum_k \sum_{\substack{i=-M \\ i \neq 0}}^M b_i \bar{H}(k+i)\bar{H}^*(k)\end{aligned}\quad (10)$$

식 (10)은 필터 계수의 좌우 대칭, 즉  $b_{-i} = b_i$ 를 가

정할 때 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}\rho &= \sum_k \sum_{i=1}^M b_i \bar{H}(k-i)\bar{H}^*(k) + \sum_k \sum_{i=1}^M b_i \bar{H}(k+i)\bar{H}^*(k) \\ &= \sum_k \sum_{i=1}^M b_i \bar{H}(k-i)\bar{H}^*(k) + \sum_k \sum_{n=1}^M b_i \bar{H}(k)\bar{H}^*(k-n) \\ &= \sum_k \sum_{i=1}^M b_i \bar{H}(k-i)\bar{H}^*(k) + \left( \sum_k \sum_{i=1}^M b_i \bar{H}(k-i)\bar{H}^*(k) \right) \\ &= 2\text{Re} \left\{ \sum_k \sum_{i=1}^M b_i \bar{H}(k-i)\bar{H}^*(k) \right\}\end{aligned}\quad (11)$$

알고리즘은 그림 1과 같이 이동평균필터를 이용하여 구현될 수 있다. 계산을 간단히 하기 위해서 필터의 계수  $b_i = 1/2M$ 이라고 가정한다면 식 (10) 및 (11)은 다음과 같이 쓰여진다.

$$\begin{aligned}\rho &= \frac{1}{2M} \sum_k \sum_{\substack{i=-M \\ i \neq 0}}^M \bar{H}(k+i)\bar{H}^*(k) \\ &= \frac{1}{M} \text{Re} \left\{ \sum_k \sum_{i=1}^M \bar{H}(k-i)\bar{H}^*(k) \right\}\end{aligned}\quad (12)$$

이 때 CFAR를 사용하였을 때의 임계치는 다음과 같이 정할 수 있다

$$\text{Threshold} = \frac{\bar{T}}{\sqrt{M}} \sum_k |R(k)|^2\quad (13)$$

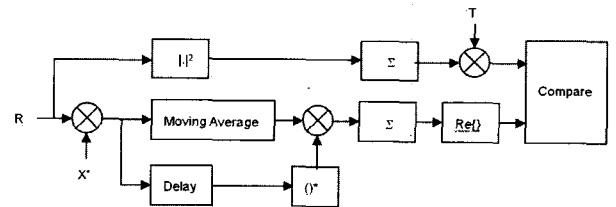


그림 1. 제안된 방법의 블록도

Fig. 1. Block diagram of the proposed method.

## 3. 제안된 알고리즘과 일반적인 알고리즘

제안된 알고리즘은 기존의 일반적인 알고리즘과 별반 다르지 않다. 만일 이동평균필터의 크기를 최소로 하면, 즉 1로 하면, 제안된 알고리즘은 다음과 같이 쓰여진다.

$$\begin{aligned}\rho &= \text{Re} \left\{ \sum_k \bar{H}(k-1)\bar{H}^*(k) \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ \sum_k X^*(k-1)R(k-1)X(k)R^*(k) \right\}\end{aligned}\quad (14)$$

이때의 임계치는 다음과 같이 정해진다.

$$Threshold = \bar{T} \sum_k |R(k)|^2 \quad (15)$$

식 (14)는 식 (16)의 일반적인 차동 검출 방법과 유사하다.

$$\rho_{\text{Differential Detection}} = \left| \sum_k X^*(k-1)R(k-1)X(k)R^*(k) \right| \quad (16)$$

식 (14)와 식 (16)의 차이는 계산된 값에서 실수부만을 취하는가, 아니면 절대값을 취하는가의 차이이다. 만일 송신된 신호  $\hat{X}(k) = X(k)$ 이며 채널의 변화가 크지 않아서  $H(k-1) \approx H(k)$  라면

$$\begin{aligned} & \sum_k X^*(k-1)R(k-1)X(k)R^*(k) \\ &= \sum_k X^*(k-1)(X(k-1)H(k-1) + N(k-1))X(k)(X^*(k)H^*(k) + N^*(k)) \\ &= \sum_k |X(k-1)|^2 |X(k)|^2 H(k-1)H^*(k) + Noise \\ &\approx \sum_k |X(k-1)|^2 |X(k)|^2 |H(k)|^2 + Noise \end{aligned} \quad (17)$$

이 되어 허수부는 잡음에만 상관성이 있으므로 실수부만을 취하는 것이 유리하다. 그러나 타이밍 오프셋  $T_{\text{offset}}$  이 있어서  $H(k-1) \approx e^{j2\pi T_{\text{offset}}/N_{\text{FFT}}} H(k)$  라면

$$\begin{aligned} & \sum_k X^*(k-1)R(k-1)X(k)R^*(k) \\ &\approx \sum_k |X(k-1)|^2 |X(k)|^2 |H(k)|^2 e^{j2\pi T_{\text{offset}}/N_{\text{FFT}}} + Noise \end{aligned} \quad (18)$$

이 되고 타이밍 오프셋이 매우 클 경우에는 실수부를 취하는 것보다는 절대값을 취하는 것이 더 좋은 성능을 얻게 된다. 이 논문에서는 cyclic prefix 등을 이용하여 OFDM 심벌 영역을 취할 수 있다고 가정하며, 따라서 타이밍 오프셋  $T_{\text{offset}}$  이  $N_{\text{FFT}}$  에 비해서 작다고 가정하면  $e^{j2\pi T_{\text{offset}}/N_{\text{FFT}}}$  의 각도는 작으므로, 실수부를 취하는 편이 우수한 성능을 얻을 수 있다. 또한 실수부만을 계산하는 것은, 허수부까지 계산하고 절대값을 취하는 것에 비해서 적은 계산량을 가진다.

제안된 알고리즘에서 만일 이동평균필터의 크기를 최대로 하면 상관 방법과 유사하다.

$$C \equiv \sum_k X^*(k)R(k) \quad (19)$$

라고 정의할 때

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{1}{2(N-1)} \sum_k \sum_{\substack{i=-N+1 \\ i \neq 0}}^{N-1} \bar{H}(k+i)\bar{H}^*(k) \\ &= \frac{1}{2(N-1)} \sum_k \sum_{\substack{i=-N+1 \\ i \neq 0}}^{N-1} X^*(k+i)R(k+i)X(k)R^*(k) \\ &= \frac{1}{2(N-1)} \left( \sum_k \sum_{\substack{i=-N+1 \\ i \neq 0}}^{N-1} X^*(k+i)R(k+i)X(k)R^*(k) - \sum_k |R(k)|^2 \right) \quad (20) \\ &= \frac{1}{2(N-1)} \left( \sum_k CX(k)R^*(k) - \sum_k |R(k)|^2 \right) \\ &= \frac{1}{2(N-1)} \left( |C|^2 - \sum_k |R(k)|^2 \right) \end{aligned}$$

이 된다. 이때의 임계치는 다음과 같다.

$$Threshold = \frac{\bar{T}}{\sqrt{N-1}} \sum_k |R(k)|^2 \quad (21)$$

식 (20)의 식은 식 (22)의 상관 방식의 식과 유사하다.

$$\rho_{\text{Cross-correlation}} = |C|^2 = \left| \sum_k X^*(k)R(k) \right|^2 \quad (22)$$

이 때의 임계치는 다음과 같이 변한다.

$$Threshold = (2\bar{T}\sqrt{N-1} - 1) \sum_k |R(k)|^2 \quad (23)$$

제안된 방법은 또한 확장된 차동 검출 방법과도 유사하다. 제안된 방법의 식에 에너지값을 더하면 다음과 같은 형태를 가진다.

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{1}{M} \text{Re} \left\{ \sum_k \sum_{i=1}^M \bar{H}(k-i)\bar{H}^*(k) \right\} + \frac{1}{M} \sum_k |R(k)|^2 \\ &= \frac{1}{M} \text{Re} \left\{ \sum_k \sum_{i=0}^M X^*(k-i)R(k-i)X(k)R^*(k) \right\} \end{aligned} \quad (24)$$

이 때의 임계치는 다음과 같다.

$$Threshold = \left( \frac{\bar{T}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{M} \right) \sum_k |R(k)|^2 \quad (25)$$

식 (24)는 식 (26)의 확장된 차동 검출 방법과 유사하다.

$$\rho_{\text{Extended Differential Detection}} = \left| \sum_k \sum_{i=0}^M X^*(k-i)R(k-i)X(k)R^*(k) \right| \quad (26)$$

식 (24)와 식 (26)의 차이는 역시 실수값을 취하는가, 절대값을 취하는가의 차이이며 타이밍 오프셋이 적을 때는 실수값을 취하는 것이 유리하다. 제안된 알고리즘은 기존의 알고리즘들과 크게 다르지 않으며 따라서 비슷한 이론이 다른 방법에도 쉽게 적용이 될 수 있을 것

이다. 제안된 알고리즘의 성능은 이동평균필터의 크기와 밀접한 상관이 있으며 이동평균필터의 크기는 동작하는 환경에 의해서 결정되어야 한다. 이 논문에서는 필터의 크기의 결정에 대해서 논한다.

### III. 필터 크기의 결정

필터의 크기를 결정하기 위해서는 채널의 상태에 대한 대략적인 정보가 필요하다. 프리앰블을 검출하기 전에는 채널 및 잡음에 대한 정확한 예측은 불가능하지만 OFDM 심벌 영역을 검출하기 위해서 자기상관도를 구할 때 채널의 딜레이 스프레드와 잡음에 대한 대략적인 정보를 추출할 수 있다면 이를 이용하여 채널추정 필터의 크기를 결정할 수 있다. 그림 2, 3, 4는 16개 OFDM

심벌의 자기 상관도를 누적한 값을 보여주고 있다. 그림 2는 딜레이 스프레드 및 잡음이 없을 때, 그림 3은 채널의 딜레이 스프레드가 크고 잡음이 없을 때, 그림 4는 채널의 딜레이 스프레드가 없고 잡음이 클 때의 자기 상관도를 보여주고 있으며 딜레이 스프레드와 잡음에 의해서 자기 상관도의 그림이 바뀌는 것을 볼 수 있다. 이 논문에서는 자기 상관도로부터 어떻게 딜레이 스프레드 및 신호대잡음비를 추출하는가에 대해서는 논하지 않지만 딜레이 스프레드 및 신호대잡음비를 추출할 수 있다고 가정한다.

논문에서 사용한 채널추정의 식인 식 (12)를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{H}(k) &= \frac{1}{2M} \sum_{i \neq 0}^M \bar{H}(k+i) \\ &= \frac{1}{2M} \sum_{i \neq 0}^M X^*(k+i)R(k+i) \\ &= \frac{1}{2M} \sum_{i \neq 0}^M X^*(k+i)(X(k+i)H(k+i)+W(k+i)) \\ &= H(k) + \frac{1}{2M} \sum_{i \neq 0}^M \Delta H(k,i) + \frac{1}{2M} \sum_{i \neq 0}^M X^*(k+i)W(k+i) \end{aligned} \tag{27}$$

식 (27)에서  $\Delta H(k,i) \equiv H(k+i) - H(k)$ 은 채널의 변화 성분이다. 식 (27)은 3개의 항목으로 구성이 되어 있으며, 첫 번째 항목은 구하고자 하는 채널값, 두 번째 항목은 채널 변화에 의한 오류, 세 번째 항목은 잡음에 의한 오류이다. 정확한 채널추정값을 얻기 위해서는 MSE (Mean Square Error)가 최소가 되도록 필터의 크기  $M$ 을 결정한다. 채널추정값의 정규화된 MSE는, 채널과

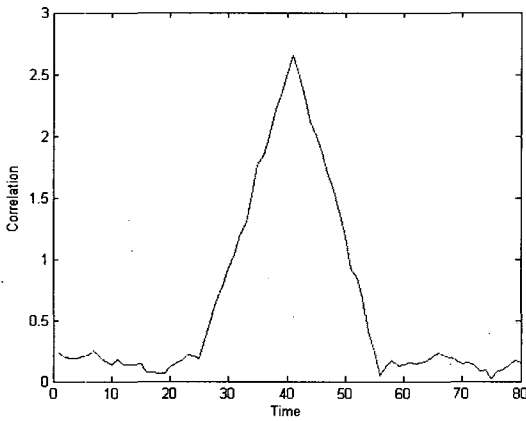


그림 2. 딜레이 스프레드 및 잡음이 없을 때의 자기상관도

Fig. 2. Autocorrelation of OFDM symbols with no delay spread and no noise.

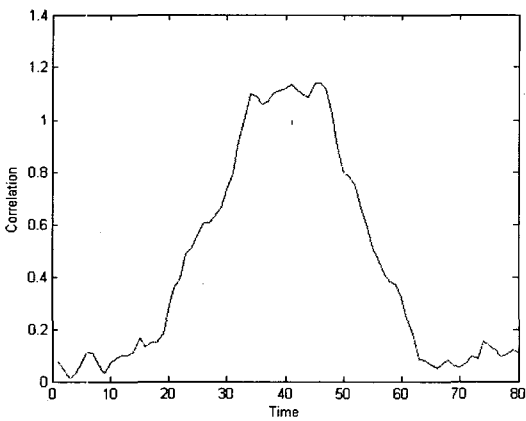


그림 3. 딜레이 스프레드가 클 때의 자기상관도  
Fig. 3. Autocorrelation of OFDM symbols with a large delay spread.

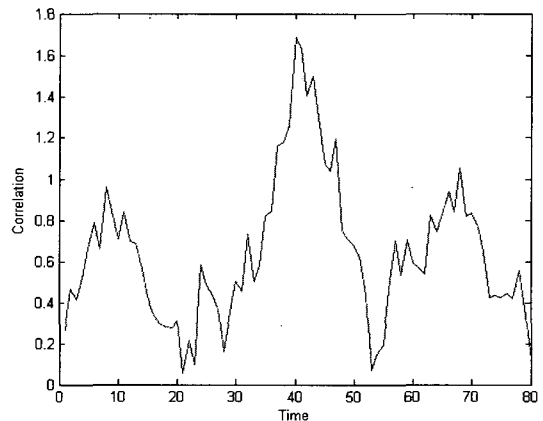


그림 4. 잡음이 클 때의 자기상관도  
Fig. 4. Autocorrelation of OFDM symbols with large noise.

잡음이 독립적이므로, 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \text{Normalized MSE} &= \frac{E\left\{\left[\tilde{H}(k) - H(k)\right]^2\right\}}{E\left\{H(k)^2\right\}} \\
 &= \frac{E\left\{\left[\frac{1}{2M} \sum_{i=-M}^M \Delta H(k, i) + \frac{1}{2M} \sum_{i=-M}^M X^*(k+i)N(k+i)\right]^2\right\}}{E\left\{H(k)^2\right\}} \\
 &= \frac{E\left\{\left[\frac{1}{2M} \sum_{i=-M}^M \Delta H(k, i)\right]^2\right\}}{E\left\{H(k)^2\right\}} + \frac{E\left\{\left[\frac{1}{2M} \sum_{i=-M}^M X^*(k+i)N(k+i)\right]^2\right\}}{E\left\{H(k)^2\right\}} \\
 &= \text{Normalized MSE}_{\text{Channel}} + \text{Normalized MSE}_{\text{Noise}}
 \end{aligned} \tag{28}$$

식 (28)은 채널 변화에 의한 채널추정값의 분산과 잡음에 의한 분산의 합으로 표현이 되어 있다.

채널의 정확한 딜레이 스프레드의 형태 및 크기는 알 수 없으나 채널의 변화에 의한 채널추정값의 오류는 다음과 같이 근사적으로 추출한다. 채널의 딜레이 스프레드를  $D$  라고 할 때 가장 채널의 변화가 큰 채널 중 하나는 다음과 같은 형태를 가질 수 있다.

$$\hat{h}(t) = A\delta(t - D/2) + A\delta(t + D/2) \tag{29}$$

식 (29)를 주파수축으로 변화하면 식 (30)과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{H}(f) = A \exp(j\pi f D) + A \exp(-j\pi f D) = 2A \cos(\pi f D) \tag{30}$$

각 부반송파의 채널값은 식 (30)을 사용하여 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$H(k) = 2A \cos(\pi(f_c + k\Delta)D) = 2A \cos(\pi k \Delta D + \theta) \tag{31}$$

식 (31)에서  $\Delta$ 는 프리앰블이 위치하는 부반송파의 간격이며 샘플의 주기를  $T$  라고 할 때 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\Delta = \frac{S}{N_{FFT} T} \tag{32}$$

식 (31)을 가정하면 채널의 변화에 의한 채널추정값의 오류는 다음과 같이 쓰여진다.

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2M} \sum_{i=-M}^M \Delta H(k, i) &= \frac{1}{2M} \sum_{i=-M}^M H(k+i) - H(k) \\
 &\approx \frac{A}{M} \sum_{i=-M}^M \cos(\pi(k+i)\Delta D + \theta) - 2A \cos(\pi k \Delta D + \theta) \\
 &\approx \frac{A}{M \Delta f} \cos(\pi k \Delta D + \theta) \int_{-M\Delta}^{M\Delta} \cos(\pi x D) dx - 2A \cos(\pi k \Delta D + \theta) \\
 &\approx \frac{A}{M \Delta f} \cos(\pi k \Delta D + \theta) \frac{2}{\pi D} \sin(\pi M \Delta D) - 2A \cos(\pi k \Delta D + \theta) \\
 &\approx 2A \cos(\pi k \Delta D + \theta) (\text{sinc}(M \Delta D) - 1)
 \end{aligned} \tag{33}$$

식 (33)에서  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / \pi x$  이다. 따라서 식 (28)에서의 채널의 변화에 채널추정값의 분산은 다음과 같이 쓰여진다.

$$\begin{aligned}
 \text{Normalized MSE}_{\text{Channel}} &= \frac{E\left\{4A^2 \cos^2(\pi k \Delta D + \theta) (1 - \text{sinc}(M \Delta D))^2\right\}}{E\left\{4A^2 \cos^2(\pi k \Delta D + \theta)\right\}} \\
 &= (1 - \text{sinc}(M \Delta D))^2
 \end{aligned} \tag{34}$$

또한 식 (28)에서의 잡음에 의한 채널추정값의 분산은 다음과 같이 쓰여진다.

$$\begin{aligned}
 \text{Normalized MSE}_{\text{Noise}} &= \frac{\left(\frac{1}{2M}\right)^2 2M\sigma^2}{E\left\{H(k)^2\right\}} = \frac{1}{2M \text{SNR}}
 \end{aligned} \tag{35}$$

식 (35)에서  $\text{SNR} = E\left\{H(k)^2\right\} / \sigma^2$  이다. 따라서 식 (28), (32), (33), (34)를 이용할 때 최적의 필터 크기  $\hat{M}$  은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{M} = \underset{M}{\text{argmin}} \left\{ \left(1 - \text{sinc}\left(M \frac{S}{N_{FFT}} \frac{D}{T}\right)\right)^2 + \frac{1}{2M \text{SNR}} \right\} \tag{36}$$

식 (36)에서  $S/N_{FFT}$  는 FFT 크기 대비 프리앰블이 있는 부반송파의 간격으로 고정되어 있는 값이며  $D/T$  는 샘플 단위로 표현한 딜레이 스프레드이다. OFDM 심벌 영역을 검출할 때 자기상관도 값을 이용하여 채널의 대략적인 딜레이 스프레드와 신호대잡음비를 예측할 수 있다면, 이를 이용하여 최적의 필터 크기를 구하여 프리앰블 검출 성능을 높일 수 있다.

#### IV. 실험 및 토의

식 (36)은 최적의 필터의 크기가 채널의 딜레이 스프레드 및 신호대잡음비와 상관이 있음을 보여준다. 먼저 잡음이 없을 때 채널의 딜레이 스프레드에 따른 채널

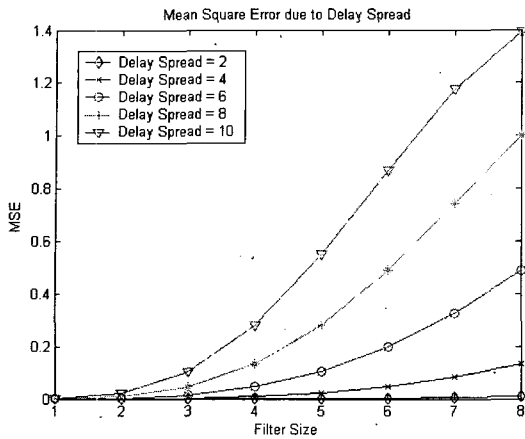


그림 5. 딜레이 스프레드에 의한 MSE  
Fig. 5. MSE due to delay spread.

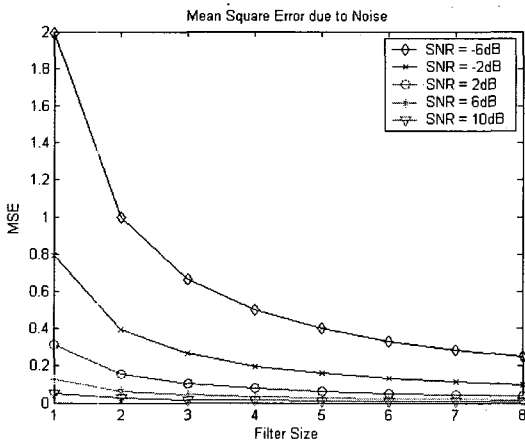


그림 6. 잡음에 의한 MSE  
Fig. 6. MSE due to noise.

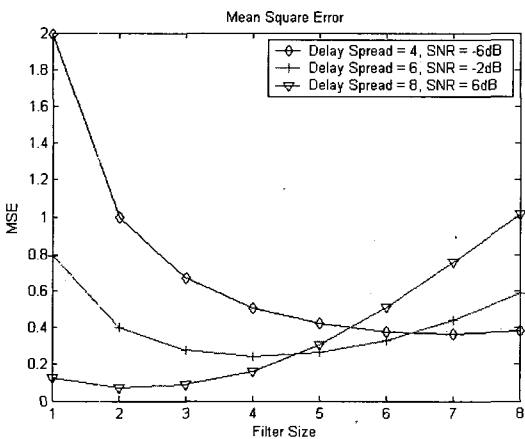


그림 7. 다양한 조건에서의 MSE  
Fig. 7. MSE with various environments.

널추정값의 MSE를 식 (36)에 의해 그리면 그림 5와 같다. 그림은 잡음이 없는 경우, 이동평균필터의 크기가 커짐에 따라서 채널추정값의 MSE가 커짐을 보여주고

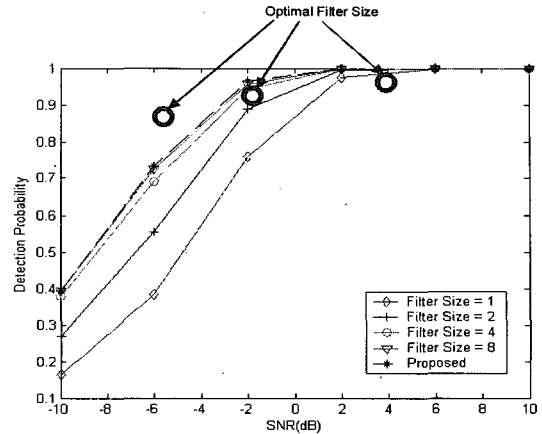


그림 8. 딜레이 스프레드가 4일 때의 검출 확률  
Fig. 8. Detection probabilities when delay spread = 4.

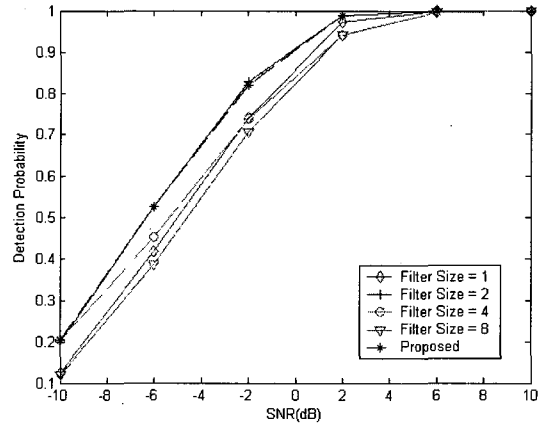


그림 9. 딜레이 스프레드가 10일 때의 검출 확률  
Fig. 9. Detection probabilities with delay spread = 10.

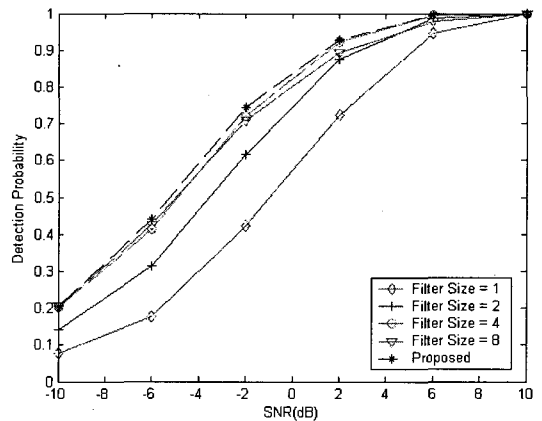


그림 10. 딜레이 스프레드가 4이고 프리앰블 신호의 수가 적을 때의 검출 확률  
Fig. 10. Detection probabilities when delay spread = 4 and the preamble size is small.

있으며 딜레이 스프레드가 클수록 MSE가 커진다. 그림 6은 채널의 변화가 없을 때 잡음에 따른 채널추정값의

MSE를 식 (36)에 의해 그린 것이다. 그림은 채널의 변화가 없을 경우 필터 크기가 커짐에 따라서 채널추정값의 MSE가 커짐을 보여주고 있으며 신호대잡음비가 낮을수록 MSE가 커진다. 필터의 크기에 따라 두 가지 오류에 의한 MSE가 하나는 커지고 하나는 작아지므로 가장 작은 MSE를 가지는 최적의 필터 크기가 존재한다. 그림 7은 딜레이 스프레드 및 신호대잡음비가 주어졌을 때에 대한 MSE를 그린 것이다. 그림의 세 가지 경우에 대해서 MSE를 최소화시키는 필터의 크기는 각각 다른 것을 볼 수 있다. 채널의 딜레이 스프레드와 신호대잡음비를 예측할 수 있다면 이와 같은 방법을 통해서 최적의 필터 크기를 결정할 수 있다.

그림 8은 필터 크기에 따른 프리앰블 검출 확률을 그린 것이다. 실험에서 FFT의 크기는 64이며, 프리앰블은 48개의 부반송파 위에 인접하게 위치하고, 딜레이 스프레드가 4인 two-ray 다중경로 페이딩 채널을 사용하였다. 식 (36)에 의해서 딜레이 스프레드가 4일 때 신호대잡음비 -10, -6, -2, 2, 4, 10에 대해서 최적의 필터 크기는 8, 7, 6, 5, 4, 3으로 계산이 되었다. 그림 8은 이를 이용할 때의 프리앰블 검출 성능과 필터의 크기를 1, 2, 4, 8로 고정하였을 때의 프리앰블 검출 성능을 비교하고 있다. 이 경우 딜레이 스프레드가 작으므로 비교적 큰 필터의 크기를 사용하는 것이 유리한 것을 볼 수 있다. 그림 9는 그림 8의 실험에서 딜레이 스프레드를 10으로 증가시킨 것이다. 식(36)에 의해서 딜레이 스프레드가 10일 때는 신호대잡음비 -10, -6, -2, 2, 4, 10에 대해서 최적의 필터 크기는 4, 3, 3, 2, 2, 2로 계산된다. 이 경우에는 딜레이 스프레드가 커짐으로 인해 채널의 변화가 커졌으며 따라서 비교적 작은 필터의 크기를 사용하는 것이 유리한 것을 볼 수 있다. 그림 10은 그림 8의 실험에서 프리앰블이 위치한 부반송파의 수를 16으로 줄인 것이다. 프리앰블은 모두 인접한 부반송파에 위치시켰다. 이 경우 사용할 수 있는 데이터의 수가 줄게 되므로 동작하는 신호대잡음비가 올라가게 된다. 따라서 좀 더 작은 크기의 필터를 사용할 때 더 좋은 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이동평균필터의 크기는 채널의 변화 정도와 함께 동작하는 신호대잡음비에 관계됨을 알 수 있다.

## V. 결 론

이 논문에서는 OFDM 시스템에서 프리앰블을 검출하기 위한 방법으로 이동평균필터를 사용한 차동 검출

방법과 이동평균필터의 필터 크기 결정 방법을 제안하였다. 이동평균필터를 사용한 차동 검출 방법은 확장된 차동 검출 방법과 유사하며 이동평균필터의 크기에 따라 성능의 변화가 크다. 이 논문에서는 채널의 딜레이 스프레드와 신호대잡음비의 대략적인 예측이 가능하다고 할 때 이를 이용하여 이동평균필터의 크기를 결정하는 방법을 제안하였다. 수식에서 최적의 이동평균필터의 크기는 딜레이 스프레드가 커짐에 따라 그리고 신호대잡음비가 커짐에 따라 감소함을 보인다.

프리앰블은 주파수축에서 검출할 경우 OFDM 심벌 영역을 추출하는 것이 선행되어야 하며 OFDM 심벌 영역의 추출은 OFDM 심벌의 cyclic prefix의 성질을 이용하여 자기상관도를 취함으로써 행할 수 있다. 이 논문에서는 채널의 딜레이 스프레드와 신호대잡음비를 예측하는 것이 가능하다고 가정하였으며 자기상관도를 이용하여 딜레이 스프레드와 신호대잡음비를 예측하는 방법에 대한 연구가 수행되어야 할 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.17, No.3, pp.29-48, May 2000.
- [2] R. Van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publisher, 2000.
- [3] J. Heiskala, J. Terry, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Sams Publishing, 2002.
- [4] K.S. Kim, K. Chang, S.W. Kim, Y.S. Cho, "A Preamble-Based Cell Searching Technique for OFDM Cellular Systems," *VTC 2003-Fall*, Vol.4, pp.2471-2475, October 2003.
- [5] H. Nogami, T. Nagashima, "A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems," *Proc PIRMC 95*, pp.101-1015, 1995.
- [6] T. Wakutsu, M. Serizawa, "A Carrier Frequency Offset and Timing Offset Detection Scheme for OFDM System Utilizing Pilot Sub-carriers," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E83-B, No.8, pp.1854-1863, August, 2000.
- [7] H. J. Kim, "A New and Robust Coarse Frequency Offset Synchronization in DAB System," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E84-B, No.3, pp.400-405, March 2001.
- [8] Z. Du, J. Zhu, "Improved Coarse Frequency Synchronization Algorithm with Extended Differential Detection," *WCNC 2003*. Vol.1, No.10,



pp.470-477, March 2003.

- [9] P.P Gandhi, S.A. Kassaji, "Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol.24, No.4, July 1988.

---

저 자 소 개

---



임 민 중(정회원)

1987년 서울대학교 전자공학과 졸업 (공학사).

1993년 University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering  
(공학박사).

1993년~2000년 삼성전자 선임연구원.

2000년~현재 동국대학교 정보통신공학과 부교수.

<주관심분야 : 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어>