

# 다중경로 페이딩 채널에서 창 함수와 상관기를 이용한 OFDM 시스템의 주파수 오프셋 추정

정회원 조 동 균\*, 김 남 수\*

## Frequency offset estimation of an OFDM system using window function and correlator in the multipath fading channel

Dong Kyun Cho\*, Nam Soo Kim\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 주파수 선택적 느린 페이딩 채널에서 OFDM 방식의 가장 큰 단점으로 지적되고 있는 주파수 오프셋의 추정 기법을 제시하고 그 성능을 분석 하기 위하여 여러 분산을 제한된 범위에서 해석적으로 유도 하였다. 추정 기법으로 창 함수(window function)가 부가된 연속되는 두 샘플 신호간의 상관 관계를 이용 하였으며, 주파수 오프셋을 추적하기 위해 Expanded DFT AFC 루프를 구성 하였다. 분석 결과, 제안한 알고리즘이 추적 범위, 간섭 억제, 주파수 오프셋 또는 송신 전력에 따른 여러 성능 측면에서 기존 방식에 비해 우수함을 보였으며, 제한된 범위에서 근사적으로 유도된 여러 분산의 추정치는 실제로 계산된 값과 잘 부합됨을 확인하였다.

### ABSTRACT

In this paper, we propose an estimation technique for a frequency offset that is the major disadvantage of OFDM method in the frequency selective slow fading channel and derive error variance for its performance analysis in the limited range. We use the estimation technique having the correlation relationship between two continuous sample signals with window function and compose the expanded DFT AFC loop in order to track frequency offset. From the analysis results, it is represented that the proposed algorithm is better than the established method in terms of tracking range, interference suppression and error performance as the frequency offset or transmission power and founded that the estimation value of approximately driven error variance in the limited range is well corresponding the really computed value.

### I. 서 론

최근 들어 무선 이동 통신 환경하에서 고속, 고품질의 멀티 미디어 서비스를 구현하기 위한 무선 광대역 시스템으로 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 변조 방식을 이용한 MC-CDMA(Multi-Carrier CDMA)방식이 활발히 논의되고 있다<sup>[1-3]</sup>. OFDM방식은 이미 유럽에서 고속 데이터 전송을 위한 디지털 지상파 TV방송의 변조 기법으로 제안 되어 있으며, DAB(Digital Audio

Broadcasting) 전송 방식에도 이 변조방식이 제안되어 있다<sup>[4-5]</sup>.

OFDM방식은 직-병렬 변환기를 통과한 병렬 데이터를 각각의 부 반송파로 변조하여 전송하는 다중 반송파 변조 방식이다. 이 방식은 부 반송파간의 직교성으로 인한 스펙트럼 중첩 효과에 의해서 대역 효율이 크며, 변-복조 과정을 FFT(Fast Fourier Transform) 알고리즘으로 구현할 수 있기 때문에 시스템의 복잡성을 줄일 수 있다<sup>[5]</sup>. 또한 병렬 데이터 열의 길이에 해당하는 만큼 각 부반송파에 의해

\* 청주대학교(cdk@tearoom.chongju.ac.kr)

\*\* 논문번호 : 98302-0720 , 접수일자 : 1998년 7월 20일

서 변조되는 데이터의 주기가 길어지게 되므로 단일 반송파 변조 방식에 비해서 다중 경로 채널에 상당한 강인성을 가지며, 이러한 환경에 의해서 발생하는 심플한 간섭은 보호 구간을 부가 함으로서 그 성능을 더욱 향상시킬 수 있다<sup>6)</sup>. 그러나 이러한 장점에도 불구하고 이 방식은 단일 반송파 변조 방식에 비해, 주파수 옵셋과 위상 잡음에 매우 민감하다<sup>7-8)</sup>. 특히, 송수신 발진기간에 또는 무선 채널 환경으로 인한 도플러 효과에 의한 주파수 옵셋은 부 채널간 간섭 (ICI: Inter-Carrier Interference)을 유발시켜 시스템의 성능 열화에 크게 영향을 미치게 된다<sup>9)</sup>.

지금까지 OFDM방식에 대한 주파수 옵셋 추정 방법들의 경우, 크게 파일럿 신호를 이용하는 방법<sup>10-9)</sup>과 동기 신호를 이용하지 않는 방식으로 나눌 수 있다<sup>10-11)</sup>. 첫 번째 접근 방식은 파일럿 신호를 이용하기 때문에 그 성능이 우수하여 채널의 급격한 변화를 추적할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 Moose 방식은 전송 신호 중 한 블록을 모두 동기 채널로 할당해야 되기 때문에 유효 전송률 측면에서 매우 비효율적이다<sup>8)</sup>. 그러나 Classen의 방식은 미리 정해진 일부 부 반송파를 동기 채널로 할당하였기 때문에 Moose 방식에 비해서는 유효 전송률이 약간 개선되나 매 신호 블록마다 동기 채널을 할당해야 되며, 수신 단에서는 미리 파일럿 신호를 알고 있어야 한다<sup>9)</sup>. 그러므로 Moose와 Classen의 방식은 동기 신호를 이용하지 않는 방식에 비해서 그 성능은 우수할 것으로 예상되나 동기 채널의 증가에 따른 유효 전송률 감소와 시스템의 복잡성에 대해서는 성능과의 trade-off가 필요하다.

두 번째 방식은 매우 급격한 페이딩 채널에서 그 성능이 첫 번째의 접근 방식에 비해 떨어지는 단점이 있으나, 추가적인 동기 정보를 필요로 하지 않기 때문에 유효 전송률과 시스템의 복잡성 측면에서 큰 장점을 가지고 있다. 특히 Daffara 방식은 최우 추정 (maximum likelihood estimate) 방식 보다 시스템 구현이 간단하면서 그 성능이 오히려 우수한 결과를 보였으며<sup>10)</sup>, J. S. Oh의 방식은 이러한 Daffara 방식 보다도 그 성능이 향상 되었다는 것을 확인 하였다<sup>11)</sup>. 그러나 위에서 언급한 네 가지 추정 방식들은 모두 주파수 옵셋의 추적 범위가  $\pm 0.5$  보다 작다. 이러한 단점은 첫째로, 주파수 옵셋이 초기 추적 단계에서 0.5보다 클 경우 간섭이 크게 증가하게 된다. 이때, 간섭은 잡음과 함께 시스

템에 영향을 미치게 되고 루프의 VCO 출력 단에서는 주파수 옵셋이 제로가 되지 않기 때문에, 에러가 급격히 증가하여 시스템의 성능을 저하시키게 된다. 둘째로 이러한 주파수 옵셋을 추적 범위 이내로 가져오기 위한 추가적인 하드웨어가 필요로 하게 된다.

그러므로 앞으로 사용하게 될 주파수 옵셋 추정 기법은 다음과 같은 두 가지 측면을 고려해야 한다. 첫째로 넓은 범위의 주파수 옵셋을 정확히 추정하기 위하여 추적 범위가 확장되어야 하며, 둘째로 시스템의 복잡도를 줄이면서 그 성능은 향상 되어야 한다. 즉, 간섭과 잡음에 의한 영향을 최소화 시켜야 한다. 이러한 요구 조건들을 충족시키기 위하여 본 논문은 동기 신호를 사용하지 않는 방식을 선택 하였으며, 이 중에서도 그 성능이 우수한 J. S. Oh의 알고리즘을 개선 시킨 새로운 주파수 옵셋 추정기를 제안 하여 그 성능을 제한된 범위에서 해석적으로 분석 하였다.

본 논문의 구성은 II절에서 OFDM시스템과 채널을 모델링 하였고, III절은 주파수 옵셋 검출 알고리즘을 기술 하였다. IV절에서는 제한한 방식의 성능을 추정하기 위해 제한된 범위에서의 에러 분산을 해석적 방법으로 유도 하였으며, V절에서 그 성능을 기존 방식과 비교 분석한 후 결론을 맺었다.

## II. OFDM 시스템과 채널 모델

그림 1은 OFDM변조 방식을 이용한 송수신기의 블록도를 나타낸다.

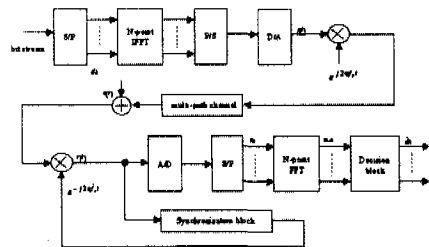


그림 1. 송수신기의 블록도  
Fig. 1 The transmitter and receiver block diagram

위의 그림에서 직-병렬 변환기(S/P)를 통과한 병렬 데이터 열은  $K$ 개의 부 반송파에 의해서 변조가 되는데, 이 과정은 IFFT로 일괄 처리할 수 있다. 다음에 IFFT 블록을 거친 신호는 병-직렬 변환기(P/S)와 디지털-아날로그 변환기(D/A)를 통과하게

되며, 이때의 신호를 복소 저역 통과 신호로 표현하면 다음과 같다.

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi \frac{k}{N} t} g(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

여기서  $T$ 와  $g(t)$ 는 심플 주기와 그 주기 내에서의 값이 1인 단위 펄스 함수를 나타내며,  $N$ 과  $d_k$ 는 샘플된 데이터의 수와  $k$ 번째 부 반송파에 해당하는 복소 심플 데이터를 나타낸다. 이때,  $N$ 의 범위는  $N \geq K$ 이며 그 수는 충분히 크다고 가정하였다. 한편 전송된 심플은 다중 경로 무선 채널을 통과 하게 되는데, 본 논문은 그림 2와 같이 주파수 선택적 페이딩을 고려한 탭 지연 선로 모델을 사용하였다<sup>[2]</sup>.

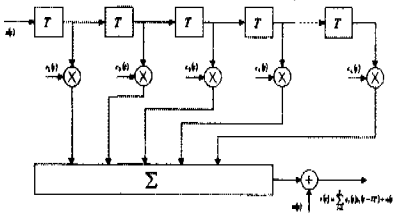


그림 2. 주파수 선택적 페이딩을 탭 지연 선로 모델  
Fig. 2 The tapped delay line model for frequency selective fading channel

위의 그림에서  $c_i(t)$ 는 복소 가우시안 랜덤 변수로서  $i$ 번째 다중 경로에 해당하는 지연 탭 계수를 나타내며, 모든 경로에 대해서 그 통계적 특성은 동일하다고 가정 하였다. 이때, 각각의 경로는 상호 무상관 특성을 갖도록 심플 주기 만큼의 지연 시간을 두었다. 따라서 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^L c_i(t) \delta(\tau - iT) \quad (2)$$

위의 식에서 채널의 임펄스 응답이 한 심플 주기 동안 변하지 않는다고 가정 했을 경우  $c_i(t) \approx c_i$ 로 놓을 수 있으며, 채널 모델을 도심 환경에 적용하였을 경우 경로 수는 최대 20개를 넘지 않는다고 가정 하였다<sup>[10]</sup>. 채널을 통과한 신호에 주파수 옵셋 ( $= \Delta f$ )과 잡음을 고려하면 수신 신호는 다음과 같다. 단, 시변 채널에 의한 도플러 효과는 앞의 가정에 의해서 고려하지 않았으므로,  $\Delta f$ 는 송수신 발진기간에 발생하는 주파수 옵셋만 해당 된다.

$$r(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} d_k \sum_{i=1}^L c_i e^{j2\pi \frac{k}{N} (t-iT)} e^{j2\pi \Delta f t} g(t-iT) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3)$$

다음으로 수신된 신호가 A/D와 S/P를 거치면 식 (3)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} d_k \sum_{i=1}^L c_i e^{j2\pi \frac{(k+\epsilon)}{N} n} + w_n, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (4)$$

여기서  $w_n$ 과  $\rho (= \Delta f T)$ 는 각각 표본화된 부가성 백색 잡음과 정규화된 주파수 옵셋을 나타내며,  $\rho$ 의 범위는 부 반송파의 수를 넘지 않는다고 가정 하였다. 한편, 위의 식에서  $\rho$ 를 정수 ( $m$ )부분과 소수 부분( $\epsilon$ )으로 나누었을 경우  $m, \epsilon$ 에 대한 정의는 다음과 같다.

$\rho > 0$  경우;  $m, \rho$ 를 넘지 않는 최대 정수,  $0 \leq \epsilon < 1$   
 $\rho < 0$  경우;  $m, \rho$ 보다 큰 정수 중  $\rho$ 에 가장 가까운 정수,  $-1 < \epsilon \leq 0$  (5)

그러므로 식(4)는 식(5)에 의해서  $k$ 번째 부 반송파에 해당하는 전송 신호  $d_k$ 가  $m$ 배의 주파수 옵셋에 의해  $i = (k+m)_K$ 번째 채널로 천이 되며, OFDM 신호는  $\epsilon$ 에 의해서 왜곡을 받는다. 여기서,  $(\cdot)_K$ 는 전체 부반송파의 수로 나눈 나머지를 나타낸다. 이때, 주파수 옵셋에 의해  $i$ 번째 채널로 번조 되고 에 의해서 왜곡된 수신 신호가 FFT블럭을 통과 하였다면 그 식은 다음과 같다.

$$r_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} d_k \sum_{i=1}^L c_i \sum_{n=0}^{N-1} \left[ e^{j2\pi \frac{(k+\epsilon)}{N} n} \right] + \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j2\pi \frac{k}{N} n}, \quad |\epsilon| < 1, \quad (6)$$

위의 식에서 정수배의 주파수 옵셋에 의해 천이된  $i$ 번째 채널은  $k$ 번째 채널로 복조가 된다. 이때,  $i \neq k$  경우 부 채널간에 간섭이 발생하며,  $\epsilon \neq 0$  경우 전송 신호는 심한 왜곡을 받게 된다.

### III. 주파수 옵셋 검출 알고리즘

이번 절은 윈도형 기법을 이용한 개선된 주파수 옵셋 추정 방법을 제안 한다.

#### 3.1 획득 단계 (acquisition mode)

일반적으로 동기 루프는 크게 획득 단계와 추적 단계의 두 가지 동작 모드로 나뉘어 진다. 추적 단계에서는 보정하고자 하는 파라메타의 값이 안정한 상태의 값 (steady-state value)에 매우 가깝게 된다. 그러나 루프의 초기 상태에서는 파라메타 값과 안정한 상태의 값 사이에 매우 큰 오차가 있게 되므

로 초기 상태를 안정한 상태에 가깝게 가져오는 단계가 필요하게 되는데, 이 과정을 획득 (acquisition) 이라 한다. 만일, 획득 단계를 거치지 않게 된다면, 시스템 구현상 많은 어려움이 예상되며 복잡성 또한 크게 증가하게 된다. 그러므로 본 연구에서도 주파수 옵셋을 보정하기 위하여 먼저 주파수 옵셋의 추정 범위를 어느 일정 한도 이내로 줄이는 개선된 획득 방법을 제안 하였다.

먼저, 이 과정을 수행하기 위하여 수신 신호에 윈도우 기법을 고려 하자. 일반적으로 윈도우 효과를 갖는 창 함수는 전송 신호의 부엽에 의한 누설 (leakage) 현상을 억제하는 역할을 한다<sup>[13]</sup>. 그러므로 Hanning-window(=0.5-0.5cos(2πt/T))가 부가된 수신 신호에 오버 샘플링을 하여 연속되는 두개의 신호로 분리한 후, FFT블럭을 통과하면 다음과 같이 나타낼 수 있다. 이때, 샘플 옴은 t=nT/2N으로 하였으며, 부가성 백색 잡음은 기존 방식과 비교 분석을 위하여 고려하지 않았다<sup>[11]</sup>.

$$z_{2(i-k)} = \sum_{i=0}^{K-1} d_{2i} \sum_{l=1}^L c_l \left[ \frac{0.5 \sin \pi \varepsilon}{N \sin [2\pi(i-k+\varepsilon)/2N]} - \frac{0.25 \sin \pi \varepsilon}{N \sin [2\pi(i-k+\varepsilon+1)/2N]} - \frac{0.25 \sin \pi \varepsilon}{N \sin [2\pi(i-k+\varepsilon-1)/2N]} \right] \times e^{-j2\pi(\frac{i-k}{2N})} e^{j2\pi k(\frac{N-1}{2N})} \quad (7)$$

$$z_{2(i-k)+1} = \sum_{i=0}^{K-1} d_{2i+1} \sum_{l=1}^L c_l \left[ \frac{0.5 \sin \pi \varepsilon}{N \sin [2\pi(i-k+\varepsilon)/2N]} - \frac{0.25 \sin \pi \varepsilon}{N \sin [2\pi(i-k+\varepsilon+1)/2N]} - \frac{0.25 \sin \pi \varepsilon}{N \sin [2\pi(i-k+\varepsilon-1)/2N]} \right] \times e^{-j2\pi(\frac{i-k}{2N})} e^{j2\pi k(\frac{N-1}{2N})} e^{j2\pi(\frac{i-k+\varepsilon}{2N})} \quad (8)$$

여기서,  $d_{2i}$ ,  $d_{2i+1}$ 는 평균이 제로인 복소 가우시안 랜덤 변수를 나타내며, 모든  $i$ 에 대하여 그 통계적 특성은 동일 하다고 가정 하였다. 한편, 식(7)과 식(8)에서 보면 FFT를 통과한 두 신호 간에는  $d_{2i}$ ,  $d_{2i+1}$ 의 값이 같을 경우

$z_{2(i-k)+1} = z_{2(i-k)} \exp[j2\pi(i-k+\varepsilon)/2N]$ 로 놓을 수 있다. 즉, 두 신호간에는 전체 주파수 옵셋 만큼의 차이가 존재 한다. 이때,  $\varepsilon=0$ 일 경우  $z_{2(i-k)}$ 와  $z_{2(i-k)+1}$  사이에는 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$z_{2(i-k)} = z_{2(i-k)+1} \exp[-j2\pi(i-k)/2N], \text{ for } \varepsilon=0, \quad |d_{2i}| = |d_{2i+1}| \quad (9)$$

만일  $d_{2i}$ ,  $d_{2i+1}$ 의 값이 다를 경우 그 차이 만큼 식(9)는 오차가 발생하며,  $\varepsilon$ 가 증가하면  $z_{2(i-k)}$ 과  $z_{2(i-k)+1} \exp[-j2\pi(i-k)/2N]$ 간의 차이는 더욱 증가 할 것이다. 그러므로 본 논문은 주파수 옵셋을 추적 범위 이내로 가져오기 위하여, 창 함수가 부가된 연속되는 두 샘플 신호의 상관 관계를 이용하였으며 그 식은 다음과 같다.

$$U(\varepsilon) = z_{2(i-k)} \otimes z_{2(i-k)+1} \exp[-j2\pi(i-k)/2N], \quad |\varepsilon| < 1, \quad (10)$$

여기서  $\otimes$ 는 두 신호간의 상관 (correlation)을 나타낸다. 위의 식은 연속되는 두 샘플 신호 간에 발생한  $\rho$ 중에서  $m$ 배의 주파수 옵셋에 의한 부채널간의 차를 보상하게 되어, 그 결과로 초기에 주파수 옵셋을 추적 범위 ( $|\rho| < 1$ ) 이내로 줄이는 역할을 하게 된다. 즉, 이 알고리즘은  $\rho > 0$ 경우  $\rho$ 를 넘지 않는 최대 정수를 찾은 후에 그 값에 해당하는 부채널간의 차를 제거하는 방식이며,  $\rho < 0$ 경우에는  $\rho$ 보다 큰 정수 중  $\rho$ 에 가장 가까운 정수를 찾아 그 값에 해당하는 부채널간의 차를 보상하는 방법을 취하게 된다.

### 3.2 추적 단계 (tracking mode)

이 과정은 획득 과정 후, 주파수 옵셋을 최종적으로 제로로 만드는 역할을 한다.

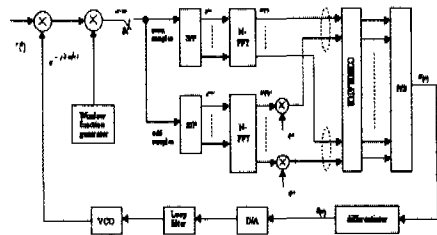


그림 3. Expanded DFTAFC 블록도  
Fig. 3 The expanded DFTAFC block diagram

그림 3은 주파수 변별 특성을 갖는 AFC (Automatic Frequency Controller)를 이용하여<sup>[14-15]</sup>, OFDM방식의 동기 루프에 적용한 Expanded DFTAFC (Expanded Discrete Fourier Transform AFC) 폐 회로를 나타낸 그림이다. 여기서  $q(i-k) = \exp[-j2\pi(i-k)/2N]$ 는 정수배의 주파수 옵셋에 의한 부채널간의 차를 보상해 주는 역할을 한다. 이때, 간섭이 존재할 경우 부채널간의 차는  $|i-k| > 2$ 로 가정 하였다. 그러므로 상관기의 출력 신호는 추적할 수 있는 범위인,  $\pm 1$ 이내의 주파

수 옵셋에 대한 여러 정보를 포함하고 있게 된다. 한편, VCO출력 단에서 주파수 옵셋이 제로가 되기 위한 최적의  $U(\epsilon)$ 값은 식(10)의 도함수를 구함으로써 수행 된다.

$$D(\epsilon) = \frac{\partial}{\partial \epsilon}(U(\epsilon)) \quad (11)$$

위의 식에서  $D(\epsilon)$ 는 Expanded DFTAFC에 입력 되는 주파수 옵셋의 함수로서 VCO출력 단의 발전 주파수를 제어 하게 된다. 그러므로 그림 3에서 보는 바와 같이A/D블록부터 미분 블록까지 일련의 과정은 주파수 변별기의 역할을 하게 되며, 그 수행 과정은 Fourier 변환을 이용하게 된다.

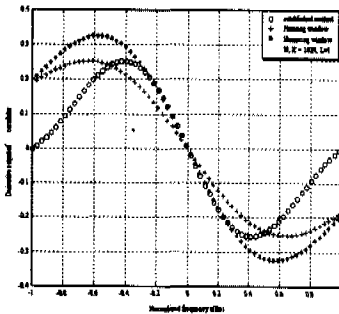


그림 4. 주파수 옵셋에 따른 상관기의 미분 출력 변화

Fig. 4 The derivative output of correlator as the normalized frequency offset

그림 4는 주파수 옵셋에 대한  $D(\epsilon)$ 값의 실수 부분을 나타낸 것으로 기존 방식에 대한 미분 출력의 크기는 0.15배로 축소 시켜 도시 하였으며, 비교 분석을 위해 Hanning창 함수 대신 Hamming 창 함수를 고려한 알고리즘도 함께 제시 하였다. 이때, FFT를 통과한 두 신호  $z_{2(i-k)}$ 와  $z_{2(i-k)+1}$ 이 가지고 있는 간섭 성분과 잡음은 고려하지 않았다. 위의 그림에서 주파수 옵셋에 따라 그 값이 일정하게 출력 되는 추적 범위가 기존 방식의 경우  $\pm 0.4$ 인데 반해, Hamming 창 함수를 고려한 방식과 제안한 방식은 각각  $\pm 0.58$ 과  $\pm 0.66$ 로 확장 되었음을 확인할 수 있다. 이것은 제안한 알고리즘에서 사용한 윈도우링 효과를 그대로 반영한 결과 이다.

#### IV. 에러 분산 추정

지금까지 분석한 방법은 간섭과 잡음의 영향을

전혀 고려하지 않은 가장 이상적인 경우를 가정한 것이다. 그러므로 이번 단원에서는 잡음과 제한된 범위를 갖는 간섭을 고려하였을 경우 제안한 알고리즘의 성능을 해석적 방법으로 유도하고자 한다. 일반적으로 단일 반송파를 사용하는 시스템의 경우, 주파수 옵셋에 의한 부채널간 간섭은 고려하지 않고 잡음에 대한 동기 루프의 성능만 분석 하였다<sup>[15]</sup>. 이것은 단일 반송파 사용으로 인하여  $i \neq k$ 인 경우는 없기 때문이다. 또한 단일 반송파 시스템은 주파수 옵셋이 추적 단계에 있을 경우 그 값이 매우 작다는 가정하에서 분석 하였다<sup>[14-15]</sup>. 즉,  $\epsilon=0$ (steady state)으로 가정 하였다. 그러나 앞에서 언급한 두 가지 경우는 다중 반송파를 사용하는 OFDM 방식에서는 무시할 수 없다. 이것은 FFT출력 단에서 주파수 옵셋을 추적하기 때문에 식(7)과 식(8)에서 보는 바와 같이 현실적으로  $i \neq k$ 의 경우가 생기게 되며, 만일  $i=k$ 경우라 할지라도  $\epsilon \neq k$ 이면 복구된 신호는 심한 왜곡을 받기 때문이다. 한편, 간섭 성분은 잡음과 상호 결합할 경우 동기 루프의 성능에 큰 영향을 미치게 된다. 그러므로 본 연구는 이러한 환경에서 제안한 방식이 간섭의 영향을 줄이고, 잡음과 간섭의 상호 작용이 제거 되는 과정을 보이기 위하여 루프의 에러 분산을 유도 하였다. 먼저 식(7)과 식(8)에 잡음을 고려하면 다음과 같다.

$$R_{2(i-k)} = z_{2(i-k)} + w_{2k} \quad (12)$$

$$R_{2(i-k)+1} = z_{2(i-k)+1} + w_{2k+1} \quad (13)$$

여기서  $w_{2k}$ 와  $w_{2k+1}$ 는 FFT를 통과한 평균이 제로인 부가성 잡음을 나타낸다. 이때, 위의 두 식에 의한 상관기 출력은 여러 신호 이외에 간섭과 잡음에 의한 성분들의 곱으로 분리할 수 있으며, 그 식은 다음과 같다.

$$U'(\epsilon) = \text{useful error control signal} + v_{ICI \times ICI} + v_{N \times N} + v_{S \times N} + v_{ICI \times N} \\ = E \left[ \left[ z_{2(i-k)} z_{2(i-k)}^* \exp(j2\pi(i-k)/2N) \right]_{i,k} \right] \\ + E \left[ \left[ z_{2(i-k)} z_{2(i-k)+1}^* \exp(j2\pi(i-k)/2N) \right]_{i,k} \right] \\ + E \left[ \left[ w_{2k} w_{2k+1}^* \exp(j2\pi(i-k)/2N) \right]_{i,k} \right] \\ + E \left[ \left[ z_{2(i-k)} w_{2k+1}^* \exp(j2\pi(i-k)/2N) \right]_{i,k} \right] \\ + E \left[ \left[ z_{2(i-k)+1} w_{2k}^* \exp(j2\pi(i-k)/2N) \right]_{i,k} \right] \\ + E \left[ \left[ z_{2(i-k)} w_{2k+1}^* \exp(j2\pi(i-k)/2N) \right]_{i,k} \right] \\ + E \left[ \left[ z_{2(i-k)+1} w_{2k}^* \exp(j2\pi(i-k)/2N) \right]_{i,k} \right] \quad (14)$$

위의 식에서  $E(\cdot)$ 는 평균을 나타내며, 첫 번째식

은 간섭과 잡음이 없는 경우로서 실질적으로 주파수 오프셋을 추정할 수 있는 관계식이며, 두 번째식은 주파수 오프셋에 의한 간섭 신호들의 상호 작용을, 세 번째식은 잡음간의 상호 작용을, 네 번째식은 OFDM신호와 잡음에 의한 상호 작용을, 마지막 식은 간섭과 잡음에 의한 상호 작용을 나타낸다. 특히, 두 번째의 경우를 자체 잡음(self-noise)이라 하며, 그 통계적 특성은 다음과 같다[부록 A].

$$v_{ICI \times ICI} \leq 0.000767208 |d|^2 |c|^2 L(\sin \pi \varepsilon)^2 \exp(-j2\pi \varepsilon / 2N) \quad (15)$$

이때,  $d_{2i}$ ,  $d_{2i+1}$ 의 평균이 제로일 경우,  $z_{2(i-k)}$ ,  $z_{2(i-k)+1}$ 와  $w_{2k}$ ,  $w_{2k+1}$ 의 평균은 제로가 되므로 상관기의 출력 신호는 useful error control signal,  $v_{ICI \times ICI}$ ,  $V_{N \times N}$ 만 존재하게 된다. 그러므로 본 논문은  $v_{ICI \times ICI}$ ,  $V_{N \times N}$ 이 제안한 알고리즘에 미치는 영향을 분석하기 위하여 useful error control signal를  $G$ 로 가정하면 식(14)는 식(16)으로 표현할 수 있다.

$$U'(\varepsilon) = G \left[ 1 + \frac{v_{ICI \times ICI}}{G} + \frac{V_{N \times N}}{G} \right] = G[1 + v_{total}] \quad (16)$$

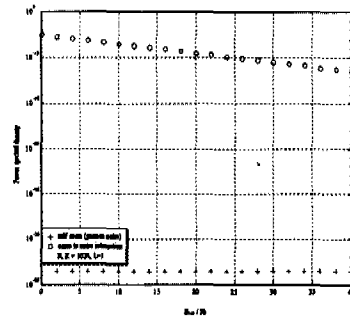
위의 식에서 관심을 갖는 부분은 간섭과 잡음 대 useful error control signal의 비로 나타난  $v_{total}$  부분이다. 그러므로 루프의 성능 분석을 위해서는  $v_{total}$ 의 전력 스펙트럼 밀도,  $S_{total}(\omega)$ 을 구해야 한다. 한편, Daffara는 이러한 성분들의 전력 스펙트럼 밀도를 안정한 상태에서 구하였다<sup>[10]</sup>. 즉,  $v_{ICI \times ICI}$ 를 제로로 가정하였으므로 간섭의 영향은 고려하지 않았다. 그러나 추적 단계에서 VCO 출력 단의 주파수 오프셋은 실제 간섭 신호와 잡음에 의해서 제로가 되지 않으므로, 본 논문은 안정한 상태와 동적 상태의 경우를 모두 고려하여  $v_{total}$ 의 전력 스펙트럼 밀도,  $S_{total}(\omega)$ 의 상환을 구하였다[부록 B].

$$S_{total}(\omega) = S_{ICI \times ICI}(\omega) + S_{N \times N}(\omega) \leq \frac{B_{sub}(0.000767208)^2 \sin^2(\pi \varepsilon)}{K^2 \Gamma_0^2} + \frac{B_{sub}}{L^2 K^2 \Gamma_0^2 (E_{sub}/N_0)^2} \quad (17)$$

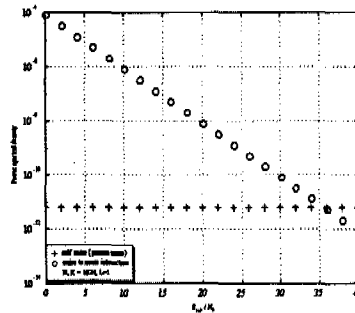
여기서  $L$ 과  $K$ 은 각각 다중경로의 수와 부 반송파의 수를 나타내며,  $\alpha, \beta, \gamma$ 가 각각  $\sin \pi \varepsilon / [N \sin(2\pi \varepsilon / 2N)]$ ,  $\sin \pi \varepsilon / [N \sin(2\pi(\varepsilon + 1) / 2n)]$ ,  $\sin \pi \varepsilon / [N \sin(2\pi(\varepsilon - 1) / 2n)]$ 일 경우,  $\Gamma_0$ 는  $[0.25\alpha^2 + 0.0625\beta^2 + 0.0625\gamma^2 - 0.25\alpha(\beta - \gamma) + 0.125\beta\gamma]$

로 표현된다. 또한  $E_{sub}/N_0$ 는 각 부반송파에 해당하는 신호의 평균 수신 에너지 대 부가성 잡음의 전력 스펙트럼 밀도와의 비를 나타내며,  $B_{sub}$ 는 부 채널간 대역을 나타낸다. 그림 5는  $E_{sub}/N_0$ 에 따른  $v_{total}$ 의 각 성분에 대한 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸 것이다.

이 그림에서  $S_{N \times N}(\omega)$ 는  $E_{sub}/N_0$ 에 반비례 하는데 비해,  $S_{ICI \times ICI}(\omega)$ 는  $E_{sub}/N_0$ 가 증가하여도 줄어들지 않음을 보여 주고 있다. 이러한 결과는 주파수 오프셋에 의해서 OFDM신호에 발생하는 간섭 성분들의 곱은  $E_{sub}/N_0$ 에 무관하며, 오직  $\varepsilon$ 만의 함수가 된다는 것을 의미한다. 즉, 그림 5의 (a)번 그림에서 일  $\varepsilon=0$  경우(안정한 상태), Daffara가 분석한 결과와 마찬가지로 이 성분은 무시할 수 있지만 (b)번의 경우처럼  $\varepsilon=8$ 일 경우, 시스템의 성능에 영향을 미치게 된다.



(a)  $\varepsilon = 0$



(b)  $\varepsilon = 0.8$

그림 5.  $E_{sub}/N_0$ 에 따른 전력 스펙트럼 밀도의 변화  
Fig. 5 The power spectral density as the  $E_{sub}/N_0$

한편, 루프의 전체 성능을 분석 하기 위하여 VCO출력 단에서의 전력 스펙트럼 밀도,  $S_p(\omega)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$S_p(\omega) = |H_L(\omega)|^2 S_{\text{total}}(\omega) \quad (18)$$

여기서,  $H_L(\omega)$ 는 Expanded DFTAFC 펄스 루프의 전달 함수로서 루프 필터의 차수와 미분기 및 VCO의 이득에 의해서 결정된다. 그러므로 VCO출력 단에서, 에러 분산 (error-variance)은 다음과 같은 근사적인 상한으로 나타낼 수 있다[부록 B].

$$\frac{\sigma_{\text{non}}^2}{B_{\text{sub}}^2} \leq \frac{2(B_L/B_{\text{sub}})}{K^2 \Gamma_1^2 (E_{\text{sub}}/N_0)} \left[ \frac{(0.00076720)^2 \sin^2(\pi \epsilon) (E_{\text{sub}}/N_0)}{L^2 (E_{\text{sub}}/N_0)} \right] \quad (19)$$

여기서,  $B_L = (1/2\pi) \int_0^{1/2T} |H_L(\omega)|^2 d\omega$ 은 펄스 루프의 잡음 대역폭으로서 루프의 성능을 결정 한다. 만일, Hanning 창 함수를 고려하지 않고 Hamming 창 함수를 고려하여 에러 분산을 추정하였을 경우는 식(19)와 유사하게 주어지며 그 식은 다음과 같다.

$$\frac{\sigma_{\text{non}}^2}{B_{\text{sub}}^2} \leq \frac{2(B_L/B_{\text{sub}})}{K^2 \Gamma_1^2 (E_{\text{sub}}/N_0)} \left[ \frac{(0.0004096)^2 \sin^2(\pi \epsilon) (E_{\text{sub}}/N_0)}{L^2 (E_{\text{sub}}/N_0)} \right] \quad (20)$$

여기서  $\Gamma_1$ 은  $[0.2916 a^2 + 0.0529 \beta^2 + 0.0529 \gamma^2 - 0.2484 a(\beta + \gamma) + 0.1058 \beta \gamma]$ 로 주어 진다. 또한 제안된 방식의 성능을 비교 하기 위하여, 기존 방식을 본 논문에서 제안한 환경과 동일한 조건하에서 에러 분산을 추정하게 되면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

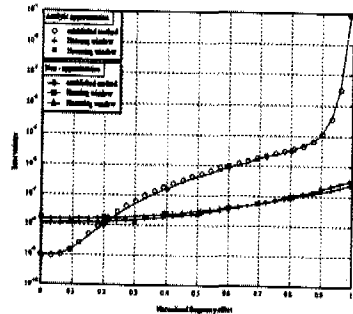
$$\frac{\sigma_{\text{nc}}^2}{B_{\text{sub}}^2} \leq \frac{2(B_L/B_{\text{sub}})}{K^2 \Gamma_2^2 (E_{\text{sub}}/N_0)} \left[ \frac{(0.0941)^2 \sin^2(\pi \epsilon) (E_{\text{sub}}/N_0)}{L^2 (E_{\text{sub}}/N_0)} \right] \quad (21)$$

이때,  $\Gamma_2$ 는  $[\sin \pi \epsilon / (N \sin(\pi \epsilon / N))]^2$ 이다.

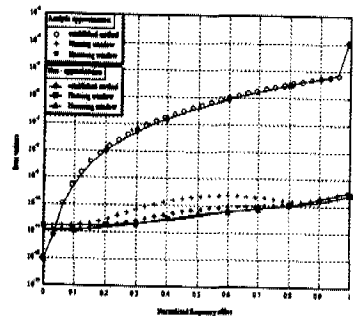
### V. 성능 분석

이번 절에서는 제안한 주파수 옵셋 추정기의 성능을 분석 하였다. 먼저, 성능 분석을 위하여  $N, K$ 는 각각 1024개로 하였으며, 경로 수는 시 불변 채널 (time invariant channel)에서 10으로 하였다. 또한  $B_L/B_{\text{sub}}$ 는 5로 가정하였으며, 비교 평가를 위해 Hamming 창 함수를 고려한 경우와 기존 방식의 성능도 함께 제시 하였다. 한편, 제한된 범위를 갖는 간섭 항을 근사화 시키지 않고 주파수 옵셋 또

는  $E_{\text{sub}}/N_0$ 에 따른 여러 분산을 계산한 경우도 함께 제시 하였다. 단, 전송된 신호는 1 또는 -1의 값을 갖는 이진 데이터로 가정 하였다.



(a)  $E_{\text{sub}}/N_0 = 10\text{dB}$



(b)  $E_{\text{sub}}/N_0 = 25\text{dB}$

그림 6. 주파수 옵셋에 따른 에러 분산의 변화

Fig. 6 The error variance as the normalized frequency offset

그림 6은  $E_{\text{sub}}/N_0$ 를 각각 10dB와 25dB로 하였을 경우, 주파수 옵셋에 따른 에러 분산을 도시 하였다. 먼저, 그림 6의 (a)번에서는 세 가지의 중요한 특징을 살펴 볼 수 있다. 첫째로, 제안한 방식은 주파수 옵셋에 따른 성능 편차가 최대  $0.28 \times 10^{-6}$ 으로  $10 \times 10^{-1}$ 인 기존 방식 보다 매우 작음을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 제안한 방식이 기존 방식에 비해 간섭 신호와 잡음에 더 강인하다는 것을 의미한다. 즉, 간섭 신호와 잡음의 영향은  $\epsilon$ 가 증가함에 따라 기존 알고리즘의 성능을 급격히 떨어뜨리는데 반해, 제안한 알고리즘은 창 함수로 인하여 그러한 영향을 덜 받게 된다. 그러나  $\epsilon < 0.22$ 경우 기존 방식의 성능이 좀더 우수하며, 특히 안정한 상태 (stead state)에서는 두 방식의 성능 편차가  $0.19 \times 10^{-7}$ 정도 차이가 난다. 이것으로 미루어 주파수 옵셋이 매우 작을 경우에는 창 함수의 효과가 거의

없음을 알 수 있다. 둘째로, 제안한 방식과 Hamming 창 함수를 사용한 알고리즘간의 성능 차이는 거의 없음을 알 수 있다. 그러나 그림 6의 (b)번에서와 같이  $E_{sub}/N_0$ 를 증가 시키면 제안한 방식과 Hamming 창 함수를 고려한 방식은  $\epsilon$ 가 0.22부터 0.78사이에서 원하지 않는 골목 부분이 존재하게 된다. 셋째로, 본 논문에서 추정된 근사화된 에러 분산 값은 실제 계산한 값과 잘 부합됨을 알 수 있다.

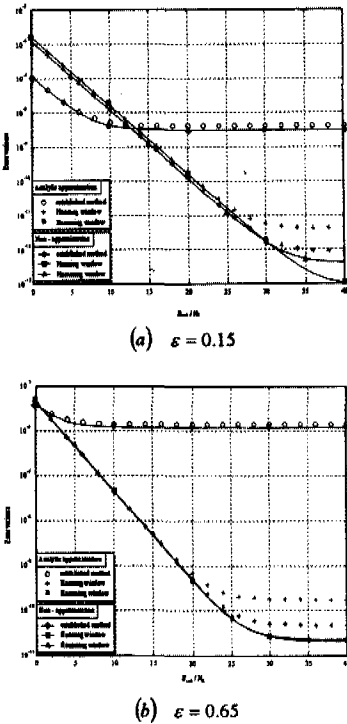


그림 7.  $E_{sub}/N_0$ 에 따른 에러 분산의 변화  
 Fig. 7 The error variance as the  $E_{sub}/N_0$ .

그림 7는  $\epsilon$ 가 각각 0.15와 0.65일 경우,  $E_{sub}/N_0$ 에 따른 에러 분산을 제시 하였다. 이 그림에서 다음 두 가지의 중요한 특징을 살펴볼 수 있다. 첫째로 주파수 오프셋이 작은 경우 기존 방식이 제안한 방식 보다 부분적으로는 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다. 만약,  $\epsilon=0.15$ 인 경우 기존 방식이 제안한 방식 보다 성능이 우수한  $E_{sub}/N_0$ 의 상한은 13.5dB로서, 이것은 그림 7의 (a)번에서 확인 할 수 있다. 또한  $\epsilon < 0.15$  경우  $E_{sub}/N_0$ 의 상한은 더 확장 될 것이며, 추정기가 안정한 상태에 있을 경우에는 제안한 방식은  $E_{sub}/N_0$ 에 대한 성능이 기존 방식

보다 떨어질 것이다. 이러한 결과는 그림 6에서 설명한 바와 같이 주파수 오프셋이 작은 경우 창 함수의 효과가 거의 없음을 다시 한번 확인한 것이며, 이에 따른 전력 효율은 기존 방식이 더 우수함을 나타내고 있다. 그러나 그림 7의 (b)번에서와 같이 주파수 오프셋이 0.65로 클 경우, 기존 방식은  $E_{sub}/N_0$ 의 증가에 따른 성능 개선 효과가 거의 없음을 보여 주고 있다. 그러므로 기존 방식이 작은 추적 범위에서만 제안한 방식에 비해 전력효율이 우수한 반면, 제안한 방식은 기존 방식의 추적 범위 이상에서도 성능 개선 효과를 볼 수 있다. 즉, 주파수 오프셋이 추적 범위보다 클 경우 기존 방식은 추가적인 방법을 사용하여 주파수 오프셋을 추적 범위 이내로 가져와야 하는 반면, 제안한 방식은 그 추적 범위를 창 함수와 상관기를 이용하여 확장 함으로서 그러한 문제를 해결 하였으며  $E_{sub}/N_0$ 의 증가에 따른 성능 개선이 나타남을 확인 하였다. 둘째로, 근사화된 에러 분산 값의 경우 제안한 방식은 Hamming 창 함수를 고려한 방식에 비해, 높은  $E_{sub}/N_0$ 에 대해서는 낮은 성능을 보이고 있다. 한편, 이 경우도 추정된 에러 분산치가 실제로 계산된 값에 매우 근접함을 알 수 있다.

### VI. 결과 및 검토

본 논문은 주파수 선택적 느린 페이딩 환경하에서, 주파수 오프셋에 의한 OFDM시스템의 성능 열화가 감소 되도록 창 함수와 상관기를 이용한 개선된 주파수 오프셋 추정 기법을 제시하고, 이에 대한 성능을 분석 하였다. 이때, 주파수 오프셋을 추적하기 위한 추정기로 AFC를 확장한 Expanded DFTAFC 루프를 구성 하였으며, 제안한 방식의 성능 분석을 위해 간섭의 영향을 제한된 범위에서 해석하여 에러 분산의 근사치를 유도 하였고, 그 범위에서 근사적으로 유도된 에러 분산 값이 실제로 계산된 값과 잘 부합됨을 확인 하였다.

분석 결과, 추적 범위는 이상적인 경우 제안한 방식이 기존 방식에 비해 1.65배 확장 되었고, 상관기의 출력 성분 중 간섭과 잡음 성분의 상호 작용은 제거되며 자체 잡음은 억제 되었음이 제시되었다. 또한 루프의 성능은 기존 방식에 비해 주파수 오프셋에 따른 에러 분산치의 편차가 감소되어 추정 성능이 향상 되었음을 확인 할 수 있으며, 송신 전력에 따른 성능 개선의 경우 주파수 오프셋이 증가하여도 일정하게 개선되고 있음을 보이고 있다. 한편 높은



$E_{sub}/N_0$ 의 경우 제안한 방식에 비해 Hamming 창 함수를 고려한 경우가 좀더 나은 추정 성능을 보이고 있다.

현실적으로 OFDM시스템에서는 주파수 옵션이 제로가 아닌 이상 부채널 간의 간섭은 항상 존재하게 되며, 이에 대한 영향을 감소시키거나 제거하려는 기술이 많이 연구 되어 왔다. 본 연구에선 이러한 간섭 성분의 영향이 창 함수로 인하여 감소되며, 동기 루프의 성능이 간섭을 고려하였을 경우 기존 방식에 비해서 개선됨을 확인 하였다.

**부 록 A**

식(14)에서 복소 가우시안 랜덤 변수  $d_{2i}, d_{2i+1}, c_i, c_{i+1}$ 의 통계적 특성이 상호 무상관 하다면

$E[d_{2i}(d_{2i+1})^*] = |d|^2 \delta_k, E[c_i c_i^*] = |c|^2 \delta_k, v_{ICI \times ICI}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ICI \times ICI} = (\sin \pi \epsilon)^2 |d|^2 |c|^2 L \exp(-j2\pi \epsilon / 2N) \times \sum_{p=-(K-1)}^{(K-1)} \sum_{k=0}^{K-1} (4A^2 + B^2 + C^2 - 4A(B+C) + 2BC) / 16, k=0, \dots, K-1 \quad (A-1)$$

여기서  $p, A, B, C$ 는 각각  $i-k, 1/[N \sin(2\pi(p+\epsilon)/2N)], 1/[N \sin(2\pi(p+\epsilon+1)/2N)], 1/[N \sin(2\pi(p+\epsilon-1)/2N)]$ 를 나타내며, 특히  $p$ 의 범위는  $-(K-1) \leq p \leq (K-1)$ 로 확장 할 수 있다. 위의 식에서 관심을 갖는 부분은  $sum$ 항으로서 Moose는  $\epsilon$ 의 범위를  $|\epsilon| \ll 0.1$ 와  $|\epsilon| < 0.5$ 에서  $sum$ 항을 근사적으로 계산 하였다<sup>[8]</sup>. 그러나 본 논문은  $\epsilon$ 의 범위가  $\pm 1$ 사이의 값을 가지므로 이 범위에 맞는 근사 값을 유도하고자 한다. 먼저,  $\epsilon$ 가 매우 작은 범위일 경우  $\epsilon=0$ 으로 가정하여 근사치를 추정하였듯이,  $|\epsilon| < 1$  범위일 경우  $\epsilon \rightarrow \pm 1$ 로 가정하면  $sum$ 항은 다음과 같다.

$$Sum \leq \sum_{p=-(K-1)}^{K-1} X(p, \epsilon \rightarrow \pm 1) \leq \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} X(p, \epsilon \rightarrow \pm 1) \quad (A-2)$$

여기서  $X(p, \epsilon \rightarrow \pm 1)$ 는  $\epsilon \rightarrow \pm 1$ 로 가정하였을 경우  $sum$ 항에 대한 계수들의 합과 곱을 나타내며,  $N \geq K$ 의 가정이 고려 되었다. 이때,  $sum$ 항의 값은  $p$ 의 위치에 따라 크기가 중복되므로 앞에서 언급한  $|i-k| = |p| > 2$ 의 가정을 함께 고려하면,  $p$ 의

범위는 좀더 tight하게 된다.

$$Sum \leq \sum_{\substack{p=-N/2-1 \\ p \neq 0}}^{N/2-1} X(p, \epsilon \rightarrow 1 |_{p \neq \pm 1, \pm 2}) + \sum_{\substack{p=-N/2+1 \\ p \neq 0}}^{N/2+1} X(p, \epsilon \rightarrow -1 |_{p \neq \pm 1, \pm 2}) \quad (A-3)$$

그러므로  $\epsilon \rightarrow +1$ 와  $\epsilon \rightarrow -1$ 일 경우,  $sum$ 항에 대한 수치적인 평균 값은 0.000767208이 되며, 식(A-1)은 다음과 같은 상한 (upper bound)으로 쓸 수 있다.

$$v_{ICI \times ICI} \leq 0.000767208 |d|^2 |c|^2 L (\sin \pi \epsilon)^2 \exp(-j2\pi \epsilon / 2N) \quad (A-4)$$

**부 록 B**

식(16)의  $v_{total}$ 에서  $G, v_{ICI \times ICI}, V_{N \times N}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$G = K |d|^2 |c|^2 L \Gamma_0 \exp(-j2\pi \epsilon / 2N) \quad (B-1)$$

$$v_{ICI \times ICI} \leq 0.000767208 |d|^2 |c|^2 L (\sin \pi \epsilon)^2 \exp(-j2\pi \epsilon / 2N) \quad (B-2)$$

$$v_{N \times N} = E[w_{2i}(w_{2k+1})^*] \exp(j2\pi(i-k) / 2N) \quad (B-3)$$

여기서  $v_{ICI \times ICI}$ 는  $|\epsilon| < 1$ 에서  $sum$ 항의 수치적인 평균 값이 0.000767208이 되므로 식(B-2)로 표현할 수 있다[부록 A]. 한편, Parseval 정리에 의한 주기 동안의 전력을 구하면 다음과 같다.

$$P = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_T^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|X_T(\omega)|^2}{T} d\omega, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (B-4)$$

여기서  $X_T(\omega), T$ 는  $x_T(t)$ 의 Fourier변환과 심볼의 주기를 나타내며, 특히  $|X_T(\omega)|^2 / T$ 는 주파수 영역에서의 전력 스펙트럼 밀도가 된다. 그러므로 FFT를 통과한 상관기의 출력 신호  $v_{total}$ 의 각 성분에 대한 전력 스펙트럼 밀도는 식(B-4)를 이용하면 다음과 같다. 단,  $v_{total}$ 의 각 성분들에 대한 통계적 특성은 상호 무상관 특성을 갖는다고 가정 하였다<sup>[10]</sup>.

$$S_{ICI \times ICI}(\omega) = \frac{1}{T} \left[ \left| \frac{v_{ICI \times ICI}}{G} \right|^2 \right] \leq \frac{B_{mb} (0.000767208)^2 \sin^4(\pi \epsilon)}{K^2 \Gamma_0^2} \quad (B-5)$$

$$S_{N \times N}(\omega) = \frac{1}{T} \left[ \left| \frac{v_{N \times N}}{G} \right|^2 \right] = \frac{B_{mb}}{L^2 K^2 \Gamma_0^2 (E_{mb} / N_0)^2} \quad (B-6)$$

여기서  $1/T$ 와  $|d|^2 |c|^2 / E[w_2(w_{2k+1})^*]$ 는 각각  $B_{sub}$ ,  $E_{sub}/N_0$ 를 나타낸다. 이때, 식(18)의 페루프 전달 함수와 전력 스펙트럼 밀도와의 관계를 이용하여 에러 분산의 상한을 추정 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{err}}^2 &\leq \frac{1}{2\pi} \int_{-1/2T}^{1/2T} S_{\hat{\rho}}(\omega) d\omega \\ &\leq \frac{1}{2\pi} \int_{-1/2T}^{1/2T} |H_L(\omega)|^2 S_{\text{err}}(\omega) d\omega \\ &\leq \frac{2B_{sub}B_L}{K^2 T_0^2 (E_{sub}/N_0)} \left[ \frac{(0.000767208)^2 \sin^4(\pi\epsilon)(E_{sub}/N_0)}{L^2(E_{sub}/N_0)} \right] \quad (\text{B-7}) \end{aligned}$$

여기서  $H_L(\omega)$ 와  $B_L = (1/2\pi) \int_0^{-1/2T} |H_L(\omega)|^2 d\omega$ 은 페루프의 전달 함수와 잡음 대역폭을 나타낸다. 한편, 위의 식을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{\sigma_{\text{err}}^2}{B_{sub}^2} \leq \frac{2(B_L/B_{sub})}{K^2 T_0^2 (E_{sub}/N_0)} \left[ \frac{(0.000767208)^2 \sin^4(\pi\epsilon)(E_{sub}/N_0)}{L^2(E_{sub}/N_0)} \right] \quad (\text{B-8})$$

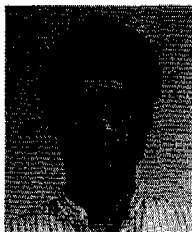
### 참 고 문 헌

1. N. Morinaga, M. Nakagawa and R. Kohno, "New concept and technologies for achieving highly reliable and high capacity multimedia wireless commu. systems," IEEE Commu. Mag., vol. 35, no. 1, pp. 34-40, Jan. 1997.
2. N. Yee, J. Linnarz and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," IEEE IMRC'93, Yokohama, Japan, pp. 109-113, 1993.
3. S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DS/CDMA : Performance evaluation for fading channels," IEEE ICC'95, pp. 1722-1726, Seattle, USA, June 18-22 1995.
4. K. Taura, M. Tsujishita, M. Takeda, H. Kato, M. Ishida and Y. Ishida, "A digital audio broadcasting (DAB) receiver," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 42, no. 3, pp. 322-327, Aug. 1996.
5. B. L. Floch, R. H. Lassalle and D. Castelain, "Digital sound broadcasting to mobile receivers," IEEE Trans. on Consumer

- Electronics, vol. 35, no. 3, pp. 493-503, Aug. 1989.
6. M. Alard and R. Halbert, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," EBU Rev., no. 224, pp. 3-25, Aug. 1987.
7. T. Pollet, M. V. Bladel and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," IEEE Trans. on Commun., vol. 43, no. 2/3/4, pp.191-193, February /March/April 1995.
8. P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. on Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
9. F. Classen and H. Meyr, "Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," IEEE VTC'94, pp. 1655-1659, Stockholm, Sweden, June 8-10 1994.
10. F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multi-carrier transmission techniques," IEEE VTC'95, pp. 804-809, Chicago, Illinois, USA, July 25-28 1995.
11. J. S. Oh, Y. M. Chung and S. U. Lee, "A carrier synchronization technique for OFDM on the frequency selective fading environment," IEEE VTC'96, pp. 1574-1578, Atlanta, USA, April 28 - May 1 1996.
12. J. G. Proakis, Digital communications, 3<sup>rd</sup> ed., McGraw-Hill, 1995
13. A. Vahlin and N. Holte, "Optimal finite duration pulses for OFDM," IEEE Trans. on Commun., vol. 44, no. 1, pp. 10-14, Jan. 1996.
14. H. Meyr and G. Ascheid, Synchronization in digital communications, vol. 1, John Wiley & Sons, 1990.
15. F. D. Natali, "AFC Tracking Algorithms," IEEE Trans. on Commun., vol. 32, no. 8, pp. 935-947, Aug. 1984.

조 동 균(Dong-Kyun Cho)

정회원



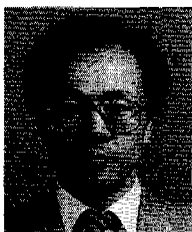
1970년 9월 26일생  
1997년 2월 : 청주대학교 정보  
통신 공학과 졸업  
(공학사)  
1999년 2월 : 청주대학교 대학  
원 전자공학과 졸업  
(공학석사)

1999년 2월~현재 : 청주대학교 대학원 전자공학과  
박사 과정

<주관심 분야> 디지털 이동통신, 무선시스템

김 남 수(Nam-Soo Kim)

정회원



1957년 10월 16일생  
1981년 2월 : 광운대학교 전자  
공학과 졸업 (공학사)  
1983년 2월 : 연세대학교 대학  
원 전자공학과 졸업  
(공학석사)

1991년 3월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업  
(공학박사)

1986년 7월~1994년 2월 : 한국전자통신연구소 무  
선기술 연구실 선임연구원, 실장역임

1991년 1월 10월 : BNR(Bell Northern Research)  
방문연구원

1994년 3월~현재 : 청주대학교 정보통신공학과 교  
수

<주관심 분야> 디지털 이동통신, 무선시스템