

OFDM 시스템을 위한 새로운 주파수 오프셋 추정 알고리즘

정회원 진규태*, 이황수**

New Frequency Offset Estimation Algorithm for OFDM Systems

Kyu-Tae Jin*, Hwang-Soo Lee** *Regular Members*

요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에서 송신측과 수신측의 오실레이터 주파수의 차이에 기인한 반송파 주파수 오프셋은 시스템의 성능에 심각한 영향을 가져온다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 주파수 오프셋을 추정하는 새로운 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 파일럿 신호를 사용하지 않고 OFDM 심볼의 cyclic prefix와 보호 대역을 이용하여 전송 효율을 높였으며, 다음과 같은 2단계로 이루어진다. 1단계는 시간 영역에서 cyclic prefix의 상관 관계를 이용해 미세 주파수 오프셋을 추정하고, 2단계는 주파수 영역에서 보호 대역의 파워를 이용해 인접 부반송파 간격의 정수배 주파수 오프셋을 추정한다. 본 알고리즘을 DAB(digital audio broadcasting) 시스템에 적용하여 모의 실험 결과 파일럿 신호를 이용한 경우와 유사한 성능을 보인다.

ABSTRACT

Frequency synchronization is critical to the performance of the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system because it is very sensitive to carrier frequency offset due to frequency difference between oscillators in the transmitter and the receiver. In this paper, we propose a new frequency offset estimation algorithm for synchronization of OFDM systems. The algorithm doesn't need any pilot symbol for synchronization of carrier frequency and estimates frequency offset by using redundancies of OFDM symbols such as the cyclic prefix and the guard band. The algorithm consists of two stages. First, using the correlation of cyclic prefix in the time domain, it estimates the frequency offset less than half the subcarrier spacing. Then it estimates the frequency offset of integer multiples of the subcarrier spacing by using the power of the guard band. We apply the algorithm to the digital audio broadcasting (DAB) and the performance is comparable to that of an algorithm with pilot symbols.

I. 서 론

정보의 전송 수단인 주파수 대역은 무한한 것이 아니므로 한정된 주파수 대역을 효율적으로 이용하면서도 채널의 영향에 강한 통신 기술이 필요하다. 이에 유용한 전송대역을 여러 개의 전송대역(sub-carrier)으로 나누고, 각각의 반송파를 통해 동시에

정보를 전송하는 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 전송 기술이 큰 관심을 끌고 있다^[1].

무선 통신에서 OFDM 방식은 수신기에 존재하는 전형적인 채널 손상 요인인 임펄스(impulse) 잡음과 다중 경로 환경에 효과적인 전송 기술이며^[2], 구현은 DFT(discrete Fourier transform)와 IDFT(inverse

* 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(jintae@comis.kaist.ac.kr)

** SK Telecom 중앙연구원(hwanglee@netsgo.com)

논문번호 : 99180-0506, 접수일자 : 1999년 5월 6일

DFT)를 이용해 가능하다³⁾. 다중 경로 채널과 같은 선택적 페이딩 채널(selective fading channel)에서 OFDM 시스템은 각각의 부채널이 flat 페이딩처럼 느껴져 채널에 의한 신호의 왜곡을 완화 시키는 효과가 있으며 이로 인해 OFDM 시스템의 등화기가 간단해 진다. 주파수 영역에서 각각의 부반송파는 중첩(overlapping)되어 있고, 수신 단에서는 부반송파의 직교 특성을 이용해 송신 정보를 복구한다. OFDM은 단일 반송파 변복조 방식에 비해 심볼 주기가 상당히 길어서 임펄스 잡음에 대해 긴 심볼 주기의 특성으로 단일 반송파 시스템에 비해 강한 특성을 나타내며 Rayleigh 페이딩 채널에서 burst errors를 퍼트림으로써 여러 개의 인접한 부반송파 심볼이 완전히 깨지지 않고 많은 부반송파에 왜곡을 분산시킨다. 이러한 분산된 왜곡은 차동(differential) 변조나 채널 부호화기(channel coding)를 이용해 어느 정도 복구가 가능하다. 이와 같은 OFDM 시스템의 장점이 인정되어 유선 환경에서 ADSL(asymmetry digital subscriber line)의 전송 기술로 쓰이며⁴⁾, 무선 환경에서는 유럽 DAB(digital audio broadcasting)와 DVB(digital video broadcasting)의 표준으로 정해졌다⁵⁾⁶⁾.

OFDM 시스템에서 송신된 정보를 오류 없이 얻기 위해 동기는 필연적인 과정이며 수신측에서는 다음 3가지 동기가 필요하다. 즉 수신된 신호를 가져 대역으로 낮추기 위한 반송파 주파수 동기, 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하기 위한 A/DC(analog/digital conversion)의 샘플링(sampling) 클럭(clock) 동기 그리고 DFT를 하기 위한 심볼 타이밍이 요구된다.

OFDM의 각 동기에 대해 간략히 살펴보면 다음과 같다. 반송파 주파수 옵셋의 영향은 인접 부반송파의 간격과 관계가 있으며 반송파 주파수 옵셋은 인접 부반송파간 간격의 0.5배보다 작은 부분과 정수배 부분으로 나누어진다. 0.5배보다 작은 주파수 옵셋은 데이터의 위상을 회전시키고 ICI(inter-carrier interference)를 발생시켜 마치 가우시안(Gaussian) 잡음이 생긴 것과 같은 효과를 나타낸다. 신호 대 간섭 비율을 20dB보다 크게 하려면 주파수 옵셋은 인접 부반송파 간격의 4%보다 작아야 한다⁵⁾. 반면에 인접 부반송파 간격의 정수배만큼 주파수 옵셋이 발생하면 DFT후에 주파수 스펙트럼이 순환 천이(circular shift)하게 되어 모든 부반송파 정보를 잃어버리게 된다. 심볼 타이밍이 정확하지 않으면 위상이 주파수에 선형적으로 회전하게

되며, A/DC 샘플링 클럭이 송신측과 틀리면 송신된 심볼의 위상이 주파수에 비례하게 회전하고, 성능 열화의 정도가 부반송파 주파수의 제곱과 클럭 옵셋의 제곱에 비례하게 된다⁸⁾. 그러나 A/DC 샘플링 클럭 동기는 심볼 타이밍 옵셋과 주파수 옵셋에 비해 그 영향이 미비하다.

본 논문은 OFDM 시스템의 성능에 가장 큰 영향을 미치는 반송파 주파수 동기에 관한 것으로 구성은 다음과 같다. II장에서 OFDM 시스템 모델을 말하고 III장에서 주파수 옵셋이 OFDM 심볼에 미치는 영향을 살펴 본다. IV장에서는 제안한 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 설명하며 V장에서 제안한 알고리즘의 성능을 DAB mode II에 적용하여 전산모의 실험을 통해 평가한다. VI장에서 결론과 추후 연구과제에 대해 서술한다.

II. OFDM 시스템

OFDM 시스템에서는 부반송파들의 주파수 옹당은 중첩되고 서로 직교되어서 주파수 효율이 높다. 인접 부반송파간의 주파수 간격은 직교 특성을 만족시키기 위해 한 심볼 주기의 역수가 되며 시간 영역에서 ISI(intersymbol interference)를 제거하기 위해 OFDM 심볼 사이에 보호 구간(guard interval)을 삽입하고 인접한 주파수 대역을 사용하는 application과의 간섭을 줄이기 위해 보호 대역(guard bandwidth)을 사용한다. 일반적으로 보호 구간에는 Null 신호 대신에 유용한 심볼의 마지막 부분을 복사하여 삽입하는데 이를 cyclic prefix라고 하며 그림 1에 나타내었다.

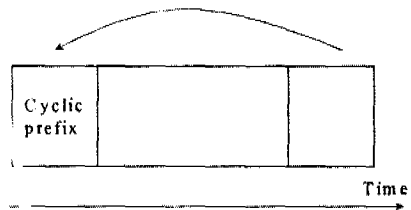


그림 1. Cyclic prefix는 유용한 심볼의 마지막 부분 복사

Cyclic prefix는 Null 신호를 삽입한 경우에 비해 SNR(signal-to-noise ratio) 관점에서는 손실이지만, 다음과 같은 이득을 얻을 수 있다. 송신 신호가 시간 확산적(time dispersive) 채널을 통과하더라도 채

널의 임펄스(impulse) 응답보다 긴 cyclic prefix를 추가하면 인접 부채널간의 간섭이 제거되고, 부 반송파간에 직교성은 유지되며, 전송 신호에 주기적 성질을 부여하여 ISI 또는 ICI를 피하는데 결정적인 역할을 한다. IV장에서 제시되듯 본 논문에서 제안된 주파수 옵셋 추정 알고리즘은 cyclic prefix를 이용한다.

OFDM 시스템은 여러 개의 반송파 오실레이터를 사용하는 대신, 효율적인 신호 처리를 위해 DFT와 IDFT 혹은 FFT(fast Fourier transform)와 IFFT (inverse FFT)를 이용해 구현 가능하다. OFDM 시스템의 블록 다이어그램을 그림 2에 나타내었다. "CP"는 cyclic prefix 추가를 의미하고 "RCP"는 cyclic prefix 제거를 의미한다. D/A, A/D 샘플링 간격은 T_{sym}/N 이고 $x_{l,m}$ 은 m번째 심볼에서 l번째 부 반송파에 DQPSK(differential quaternary phase shift keying)로 변조되어 실린 데이터이며, 시간과 주파수의 영역에서 각각 서로 독립을 만족한다. 대역폭 W이고, N개의 부반송파로 정보를 실어 전송할 경우 직교성을 유지하기 위해 유효한 심볼 주기 T_{sym} 는 첫번째 부반송파의 주파수인 W/N 의 역수이다. 이 때 한 심볼 주기는 $T = T_{sym} + T_{cp}$ 이고, T_{cp} 는 cyclic prefix의 길이이다.

Cyclic prefix가 채널의 최대 시간 지연보다 긴 경우, 송신 신호와 채널간의 선형 컨볼루션(linear convolution)은 순환 컨볼루션(cyclic convolution)과 동일하다. 시간 축 상에서 한 OFDM 심볼을 보면 다음과 같다.

$$y = DFT(IDFT(x) \otimes g + \tilde{n}) = DFT(IDFT(x) \otimes g) + n \quad (1)$$

순환 컨볼루션을 \otimes 로 표시한다. 벡터 y는 N개의 수신된 데이터이며, 벡터 x는 N개의 전송된 성상도 상의 값(constellation point)이다. 벡터 g는 채널 임펄스 응답이고 OFDM심볼 주기 동안 채널이 변하지 않는다고 가정한다. 또한 벡터 \tilde{n} 은 AWGN(additive white Gaussian noise)이다. 두 개의 순환 컨볼루션된 신호의 DFT는 각각의 곱과 같으므로, l번째 수신된 부반송파 은 다음과 같이 나타낸다.

$$y_l = x_l \cdot h_l + n_l \quad (2)$$

는 채널의 주파수 응답이며, 송신된 신호 은 의 크기와 위상만큼 왜곡되어 복소수 잡음이 더해진 형

태가 된다. 이 때 와 보호 대역(guard band)에는 정보를 보내지 않는다.

III. OFDM 시스템에서 주파수 옵셋 영향

반송파 주파수 옵셋의 발생은 크게 두 가지 원인에 기인한다. 첫째는 캐리어 주파수

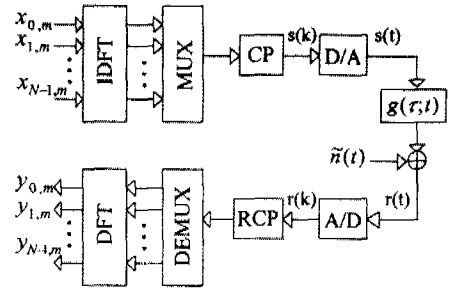


그림 2. Baseband OFDM 시스템 블록도

옵셋으로 송수신기 사이의 RF(radio frequency) 반송파 주파수의 차이에 의해 생기게 된다. 둘째는 수신자가 이동 시에 수신된 신호의 주파수 대역이 천이하는 현상이 생기며 이로 인해 반송파 주파수 옵셋이 발생한다.

1. 주파수 옵셋 영향의 분석⁽⁷⁾

본 절에서는 반송파 주파수 옵셋이 수신된 심볼에 어떤 영향을 끼치는 지 수식적으로 알아본다. 심볼 동기화 및 샘플링 클럭 동기는 완벽하고, 다중 경로 환경을 가정한다. 디지털 영역에서 $s(k)$ 와 $r(k)$ 는 각각 송신기의 출력과 수신기의 입력을 나타낸다.

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=-L}^L x_l e^{2\pi i k l / N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad N \geq 2L+1 \quad (3)$$

N개의 부반송파 중에서 $2L+1$ 개의 부반송파에 정보를 실리게 된다. AWGN 채널을 지난 후, 송신 신호의 반송파 주파수 f_c 와 수신 신호의 반송파 주파수 f'_c 가 틀리면 이러한 주파수 옵셋 ($f_c - f'_c$)이 수신 신호 $r(k)$ 에 영향을 미친다. 인접 부반송파 간격으로 정규화 한 값을 ϵ 로 나타내면 다음과 같다.

$$\epsilon = (f_c - f'_c) \cdot T = \frac{(f_c - f'_c)}{\Delta f} \quad (4)$$

한 OFDM 심볼 동안 채널이 변하지 않는다고 가정

한다. 주파수 오프셋 ($|\epsilon| \leq 0.5$)이 생겼을 때, 수신된 부반송파 y_i 은 $r(k)$ 를 DFT함으로써 얻을 수 있다.

$$y_i = \sum_{k=0}^{N-1} r(k)e^{-j2\pi k i/N}$$

$$= x_i h_i \frac{(\sin \pi \epsilon)}{N \sin(\pi \epsilon/N)} \cdot e^{j\pi \epsilon(N-1)/N} + I_i + n_i \quad (5)$$

여기서

$$I_i = \sum_{\substack{m=-L \\ m \neq i}}^L (x_m h_m) \left\{ \frac{\sin \pi x}{N \sin(\pi \frac{m-i+\epsilon}{N})} \right\} \cdot e^{j\pi \epsilon(N-1)/N} \cdot e^{-j\pi(m-i)/N}$$

$$n_i = DFT(\tilde{n}(k)) \quad (6)$$

이다. 주파수 오프셋이 존재하면 부반송파 사이의 직교성이 깨어짐을 알 수 있다. 부반송파 y_i 은 크기가 변하고 위상이 약 $\pi \epsilon$ 만큼 회전하고, 인접한 부반송파들의 영향을 받는다. I_i 은 인접 부반송파로 인한 ICI이고 부반송파의 개수가 많으면 가우시안 잡음과 같은 형태를 지닌다. I_i 의 통계적 특성을 알아보면

$$E\{I_i\} = 0$$

$$E\{|I_i|^2\} \leq 0.5947 \cdot |x|^2 \cdot |h_i|^2 (\sin \pi \epsilon)^2 \quad (7)$$

이며, 식 (7)의 결과를 이용하여 전체적인 SNR을 구해보면 다음과 같다.

$$SNR \geq |x|^2 |h_i|^2 \frac{\left(\frac{\sin \pi \epsilon}{\pi \epsilon} \right)^2}{\left(0.5497 \cdot |x|^2 |h_i|^2 (\sin \pi \epsilon)^2 + E\{|n_i|^2\} \right)^2} \quad (8)$$

식 (8)에 알 수 있듯이 주파수 오프셋으로 인해 수신 SNR이 변하고, 인접한 부반송파가 간섭을 일으킨다. 특히 ϵ 가 0.5이면 주파수 오프셋의 영향으로 수신 SNR이 아무리 커도 3dB보다 작아진다. 주파수 오프셋이 인접 부반송파 간격의 4%보다 작으면 신호 대 간섭 비율은 20dB보다 크다^[7].

주파수 오프셋의 영향을 보기위해 전산 모의 실험을 하였다. 부반송파의 개수는 512개이며 각 부반송파의 데이터 변조방식으로 QPSK를 사용한다. AWGN 환경에서 수신 SNR이 26dB일 때, 하나의 OFDM 심볼을 취해 주파수 오프셋의 영향을 성상도로 그림 3에 보였다. 주파수 오프셋이 존재할 때, 이에 비례하여 위상이 회전하였으며 다른 부반송파의

간섭은 마치 가우시안 잡음의 형태를 나타내었다.

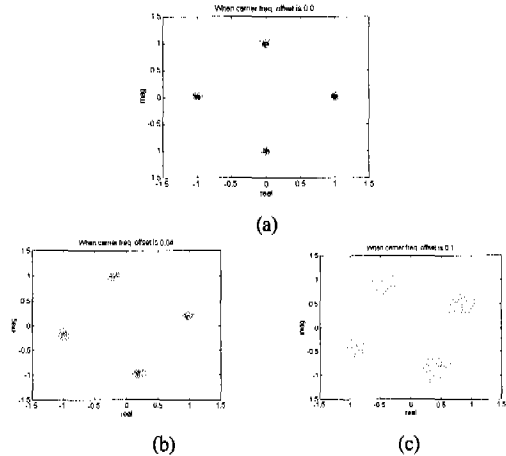


그림 3. 주파수 오프셋의 영향

(a) =0 (b) =0.04 (c) =0.1

2. 기존의 주파수 오프셋 추정 알고리즘

OFDM 시스템에서 믿을 만한 동기를 얻기 위해 주파수 오프셋을 추정하는 여러 알고리즘이 제안되어 왔다. 기존의 주파수 동기 알고리즘은 크게 2가지로 나눌 수 있다. 하나는 파일럿 신호를 사용하는 방법이다. Moose는 동일한 심볼을 두 번 보내고, 수신측에서는 그 두 심볼 사이의 연관성을 이용해 ML (maximum likelihood) 방식으로 주파수 오프셋을 추정하였고^[7], Timothy는 특수한 구조를 가진 두 파일럿 신호를 전송한 후, 수신측에서 이 구조를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 알고리즘을 제안하였다^[9]. Nogami의 알고리즘은 각각의 부반송파에 PN (pseudo-noise)를 실어 전송하고 이 알려진 파일럿 신호로 주파수 오프셋에 의해 회전한 위상을 추정하였다^[10]. Classen은 주파수 오프셋을 sinc모양의 함수가 최대일 때의 값으로부터 추정하는 알고리즘을 제안하였다^[11]. 주파수 오프셋 추정의 다른 하나는 OFDM의 보호 구간인 cyclic prefix를 이용하는 것이다. Daffara는 심볼의 마지막 부분과 cyclic prefix와의 상관 관계를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하였고^[12], Beek과 Sandel은 cyclic prefix를 이용하여 ML 추정 방법으로 주파수 동기와 심볼 동기를 동시에 추정하는 알고리즘을 제안하였다^{[13],[14]}. 그러나 cyclic prefix를 사용하는 알고리즘은 인접 반송파 간격의 ± 0.5 보다 큰 주파수 오프셋을 추정할 수 없다. 파일럿 신호를 사용하면 주파수 선택적 페이딩에서 안정적인 성능을 내지만 전송 효율이 좋지 않

다. 반면에 cyclic prefix를 사용하는 방법은 전송 효율 측면에서 좋지만, 다중 경로 채널에서 cyclic prefix의 상관 관계가 약해져 주파수 오프셋의 추정 성능이 떨어지며 추정 범위가 좁다.

본 논문에서는 파일럿 신호를 사용하지 않고 cyclic prefix와 보호 대역을 이용하여 인접 부반송파의 $(N/2-1)$ 배까지 주파수 오프셋을 추정한다. 주파수 오프셋이 OFDM 심볼 전송 속도에 비해 천천히 변한다면, PLL(phase-locked loop)을 사용하여 주파수 오프셋을 줄일 수 있다^[15]. 심볼 동기과 반송파 주파수 동기 사이에는 서로 관계가 있다. 즉 주파수 오프셋이 OFDM 시스템의 성능을 저하시킬 때, 부반송파의 수를 줄여서 부반송파 간격을 늘리면 그 영향을 줄일 수 있으나 이것은 OFDM 심볼의 길이를 짧게 만들어 심볼 타이밍 오프셋의 영향이 커진다. 시간 영역에서 심볼 동기과 주파수 영역에서 주파수 동기가 서로 trade off가 있다.

IV. 주파수 오프셋 추정 알고리즘

Beek이 제시한 cyclic prefix를 이용한 심볼 타이밍과 주파수 오프셋의 ML추정은 인접 부반송파 간격의 ± 0.5 배까지만 추정 가능하고 그 이상의 주파수 오프셋은 추정할 수 없다^[7]. 그러나 OFDM 시스템의 구조적 특성을 이용하여 주파수 오프셋에 대해 더 많은 정보를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 OFDM 시스템의 redundancy인 보호 대역과 보호 구간(guard interval)인 cyclic prefix를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 새로운 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 파일럿 신호를 사용하지 않고 OFDM의 데이터 심볼로부터 주파수 오프셋을 2단계로 나누어 추정한다. 1단계에서는 Beek과 유사한 알고리즘으로 시간 영역에서 cyclic prefix를 이용하여 미세 주파수 오프셋을 추정하고 2단계에서는 주파수 영역에서 보호 대역을 이용하여 인접 부반송파 간격의 정수배 주파수 오프셋을 추정한다.

1. 1단계 : 미세 주파수 오프셋 추정

시간 영역에서 cyclic prefix의 유효한 심볼 간의 자기 상관 관계를 이용하여 인접 부반송파 간격의 0.5배보다 작은 주파수 오프셋을 추정한다. 주파수 오프셋 ϵ 는 정수배 주파수 오프셋 ϵ_{int} 와 미세 주파수 오프셋 ϵ_0 으로 표현 할 수 있다.

$$\epsilon = \epsilon_0 + \epsilon_{int} \quad |\epsilon_0| < 0.5 \quad (9)$$

주파수 오프셋이 존재할 때, 수신된 데이터는 다음과 같다.

$$r(k) = s(k - \theta)e^{j2\pi(k-\theta)\epsilon/N} + n(k) \quad (10)$$

$s(k)$ 는 데이터 $\{x_i\}$ 의 IDFT이다. OFDM 심볼의 도착 시간은 채널의 임펄스 응답의 지연, 즉 $\delta(k - \theta)$ 로 모델링한다. θ 는 FFT를 취하기 위한 데이터의 시작점 정보를 주며 수신측은 θ 를 알 수 없다. $n(t)$ 는 평균이 0이고 AWGN이며 $s(k)$ 는 i.i.d.(independent, identically distributed) 랜덤 변수이다. Cyclic prefix는 랜덤 데이터 $s(k)$ 와 N 만큼 떨어져서 상관 관계를 가지므로 수신된 신호 $r(k)$ 를 N 샘플만큼 지연시켜서 $r(k)$ 와의 상관 관계를 이용해 θ 와 ϵ_0 을 추정, 보상할 수 있다.

$$\begin{aligned} c(m) &= \sum_{k=m}^{m+F-1} r(k)r^*(k-N) \\ &= \sum_{k=m}^{m+F-1} s(k-\theta)s^*(k-\theta-N)e^{j2\pi\epsilon_0} + n'(k) \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)에서 $n'(k)$ 는 $n(k)$ 와 $s(k)$ 에 의해 생긴 잡음이며 cyclic prefix의 길이는 F 이다.

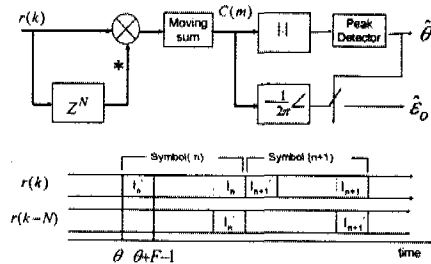


그림 4. 미세 주파수 오프셋 ϵ_0 추정

미세 주파수 오프셋을 추정하는 과정을 그림 4의 위 그림에 나타내었다. N 샘플 지연된 $r(k-N)$ 의 켈레 복소수를 $r(k)$ 와 곱하면 추정된 $\hat{\theta}$ 를 구할 수 있다. 그림 4의 아래 그림에서 알 수 있듯이, cyclic prefix부분과 심볼의 마지막 부분이 겹칠 때 같은 위상을 가지며 상관 관계가 최대 값을 가진다. 이때의 위상 값으로 추정된 미세 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_0$ 을 구할 수 있다.

2. 2단계 : 인접 부반송파의 정수배 옵셋 추정

ϵ_0 은 ICI를 유발시켜 각각의 부반송파에 잡음을 증대시켜 에러를 유발할 확률이 증가하게 한다. 이에 반해 ϵ_{int} 이 존재하면 한 OFDM 심볼에서 각각의 부반송파에 실린 정보를 모두 잃어버린다. 따라서 ϵ_{int} 를 올바르게 추정하고 보정하는 것은 매우 중요하다. 1단계의 과정을 통해 ϵ_0 을 추정 보상한 후, 2단계에서는 주파수 영역에서 보호 대역을 이용하여 ϵ_{int} 를 추정한다. 수신된 부반송파 y_l 는 송신된 부반송파 x_l 와 채널 h_l 의 영향을 받아서

$$y_l = x_l h_l \quad (12)$$

이며, 가 존재하면, 데이터 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_l = x_{l-\epsilon_{int}} h_{l-\epsilon_{int}} + n_{l-\epsilon_{int}} \quad l \in region 1 \quad (13)$$

즉, 수신된 데이터 $s_l h_l$ 은 ϵ_{int} 만큼 주파수가 순환 천이한다. ϵ_{int} 를 기준으로 region1은 유용한 대역을 의미하고, region2는 보호 대역을 말한다. 여기서 n_l 은 복소수 가우시안 분포를 가진다. Region2인 보호 대역과 x_0 가 옮겨진 $x_{\epsilon_{int}}$ 에서는 데이터를 송신하지 않으므로 여기서의 y_l 은

$$y_l = n_{l-\epsilon_{int}} \quad l \in region2 \text{ or } \epsilon_{int} \quad (14)$$

로 나타난다. 수신측에서 ϵ_{int} 의 확률 분포 함수는 모르고 정보가 실린 부반송파의 개수, 주파수 인덱스, 보호 대역의 개수와 주파수 인덱스만을 알고 있다. 수신 데이터 벡터 $y = [y_0, y_1, \dots, y_{n-1}]$ 의 확률 분포는 ϵ_{int} 에 대한 정보를 가지게 되며 $\int(y | \epsilon_{int})$ 로 표현한다. 이를 이용하여 ML 추정으로 ϵ_{int} 의 값을 구한다. 계산의 용이성을 위해 $\int(y | \epsilon_{int})$ 를 로그(logarithm) 취한다.

$$\Lambda(\epsilon_{int}) = \log f(y | \epsilon_{int}) \quad (15)$$

식 (15)의 $\Lambda(\epsilon_{int})$ 를 최대로 하는 ϵ_{int} 를 구하여 정수배 주파수 옵셋을 추정한다.

$$f(y | \epsilon_{int}) = \prod_{l \in \epsilon_{int}, region2} f(y_l) \cdot \prod_{l \in region1} f(y_l) \quad (16)$$

식 (16)을 풀어서 정리하면

$$\hat{\epsilon}_{int} = \arg \max_{\epsilon_{int}} \left[- \sum_{l \in region2} |y_l|^2 - |y_{\epsilon_{int}}|^2 \right] \quad (17)$$

와 같으며 식 (16)의 전개 과정은 부록에 첨부하였다. 식 (17)은 각각의 ϵ_{int} 와 이에 상대적인 보호 대역의 파워를 순환 천이하면서 계산하고 이 중 최소값을 나타내는 ϵ_{int} 가 $\hat{\epsilon}_{int}$ 임을 의미한다. 주파수 옵셋 ϵ_{int} 를 추정하는 과정을 그림 5에 나타내었다.

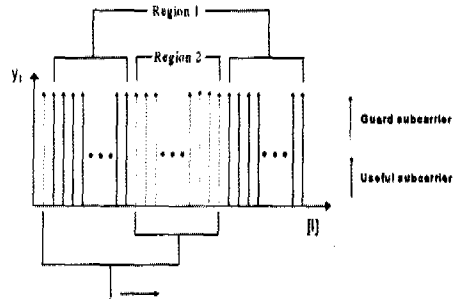


그림 5. ϵ_{int} 의 추정

V. 실험 결과 및 분석

DAB 시스템은 미래의 멀티미디어 서비스를 포함하는 모든 방송에 대해 일반적인 전송 매체로서 큰 잠재력을 가지고 있다^[6]. DAB 시스템은 수신자가 이동 시 지상파나 위성 방송에서 3GHz까지 동작 가능하고 3가지 전송 mode를 제공하며 이를 표 1에 나타내었다. Mode I은 가장 큰 부반송파 간격을 가지기 때문에 SFN(single frequency network)에 적당하고 Mode II는 1개의 지상파 전송기가 필요한 지역적 라디오 방송에 적합하다. Mode III은 케이블 방송, 위성 방송 그리고 나머지 지상파 전송에 알맞다. OFDM은 DAB에서 전송 표준으로 정해졌다.

본 논문에서는 제안한 알고리즘의 성능을 DAB 시스템 환경에서 시뮬레이션 하고 성능을 평가한다. 전산 실험은 DAB mode II의 환경에서 행하며 시스템 파라미터는 표 2에 나타내었다. 각각의 부반송파는 QPSK 성상도에서 생긴 점으로부터 차동 변조하고, 부반송파간 대역폭은 4KHz이다. 송수신측의 오실레이터의 주파수 오차가 10ppm이라고 가정하며 전체 부반송파 개수 N=512이고, 이 중에서 x_1

부터 χ_{192} 까지, χ_{320} 부터 χ_{511} 까지를 사용한다. 즉 χ_{193} 부터 χ_{319} 까지는 보호 대역 이고, χ_0 에는 정보를 신지 않는다. 채널은 AWGN 환경과 다중 경로 환경을 고려하며, 각 SNR 당 데이터는 3000개의 OFDM 심볼, 다시 말해 2304000비트를 발생시켜 전송한다. 심볼 타이밍과 샘플링 클럭 옵셋은 고려하지 않는다.

표 1. DAB 시스템에서 각각의 전송 모드에 대한 한계 파라미터 값

시스템파라미터	전 송 모 드		
	모드 I	모드 II	모드 III
Cyclic prefix	246 μ sec	62 μ sec	31 μ sec
반송파 주파수	≤ 375 MHz	≤ 1.5 MHz	≤ 3 MHz

표 2. DAB mode II 시스템 파라미터

전체 대역폭	2,048MHz
사용한 대역폭	1,536MHz
전체 부반송파 수	512개
사용한 부반송파 수	384개
한 심벌 주기	312 μ sec
부반송파간 대역폭	4kHz
FFT 크기	512개
Cyclic prefix 크기	62 μ sec(126샘플)
부호화 방식	DQPSK

1. AWGN 환경에서의 성능 평가

AWGN 환경은 백색 복소수 가우시안 잡음이 신호에 더해진 것이다. 1 단계에서 자기 상관 값을 이용하여 미세 주파수 옵셋 $\hat{\epsilon}_0$ 을 추정하며 이를 그림 6에 나타내었다. 자기 상관 값이 최대일 때, moving sum된 값의 위상으로부터 $\hat{\epsilon}_0$ 을 추정한다. $\hat{\epsilon}_0$ 는 θ 의 값에 안정적이다. 1 단계의 성능을 SNR을 변화시키면서 MSE(mean square error)를 구하여 평가하여 그림 7에 나타내었다. SNR이 증가함에 따라 $\hat{\epsilon}_0$ 의 MSE값은 감소하였고 5dB에서 0.008이었다.

1 단계에서 미세 주파수 옵셋을 추정 보정하고, 2 단계에서는 정보가 실리지 않은 부반송파의 파워를 구하여 정수배 주파수 옵셋 $\hat{\epsilon}_{int}$ 를 추정한다. $\epsilon = 194$ 이고, SNR이 15.7dB일 때의 파워 스펙트럼을 그림 8(a)에 나타내었다.

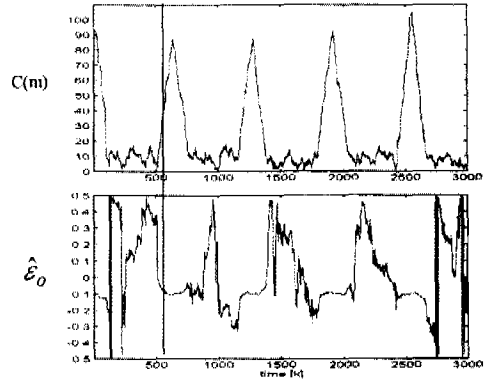


그림 6. AWGN 환경에서 자기 상관 값과 미세주파수 옵셋 $\hat{\epsilon}_0$ 와 관계

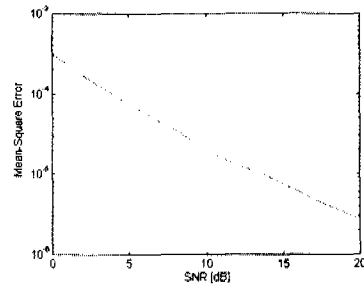


그림 7. AWGN 환경에서 SNR에 따른 $\hat{\epsilon}_0$ 의 MSE

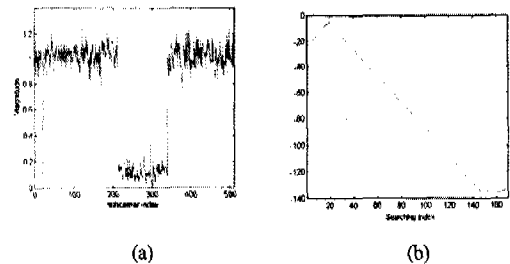


그림 8. AWGN 환경에서 $\epsilon = 194$ 이고 SNR=15.7dB 일 때 (a) 파워 스펙트럼, (b) $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 추정

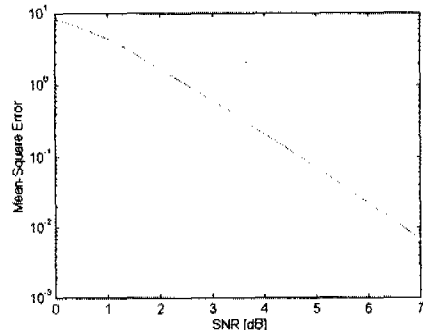


그림 9. AWGN 환경에서 SNR에 따른 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE

각각의 ϵ_{int} 에 대해 region2와 $\chi_{\epsilon_{int}}$ 의 파워를 계산하고 최대가 되는 ϵ_{int} 를 $\hat{\epsilon}_{int}$ 이라고 말하며 그 과정을 그림 8(b)에 보였다. 19번째주파수 인덱스에서 최대값이고, 이는 추정치 $\hat{\epsilon}_{int}$ 가 19임을 의미한다. 최대값을 중심으로 양 옆의 기울기는 송신 신호의 평균 파워를 나타내고, 최대값의 파워를 사용되지 않은 부반송파 개수로 나누면 채널의 잡음 파워를 예측 가능 하다. 즉 수신된 신호의 SNR 추정이 가능하다. 그림 9에서 2단계의 성능을 SNR을 변화시키면서 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE를 구하여 평가하였다. SNR이 5dB일 때 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE가 0.06이다.

2. 다중경로 환경에서의 성능 평가

다중 경로 환경인 경우에 DAB mode II의 worst case 채널을 모델로 사용하였으며 채널 프로파일은 표 3에 나타내었다. 이동 채널은 Jakes모델을 이용하여 구현한다^[17]. 지연 경로 전력은 첫번째 수신 전력에 상대적인 각 경로의 수신 전력을 말하며 가령 지연 경로 전력이 10dB라면 수신된 전력은 첫번째 경로 수신 전력의 0.1배이다.

시간 영역에서 미세 주파수 옵셋을 추정한다. AWGN 환경과는 달리 C(m)의 최대값이 명확하지 않았고 이 때의 $\hat{\epsilon}_0$ 의 값도 안정적이지 않다. AWGN 환경보다 성능이 떨어짐을 알 수 있으며 이유는 다중 경로 채널로 인해 cyclic prefix의 상관관계 특성이 약화되기 때문이다. 1단계의 성능을 그림 10에 나타내었다. SNR이 커져도 $\hat{\epsilon}_0$ 의 MSE가 더 작아지지 않는 마루(floor) 현상이 발생했다. f_a 가 0Hz인 경우에 SNR이 3.92dB일 때 $\hat{\epsilon}_0$ 의 표준 편차가 1.56%이다. 그러나 Moose에 의하면 $\hat{\epsilon}_0$ 가 4% 이내이면 SIR(signal-to-interference ratio)이 20dB보다 크므로 다중 경로 환경에서 SNR이 증가해도 미세 주파수 옵셋을 충분히 추정한다.

표 3. DAB mode II worst case 채널 모델 파라미터

경로	지연시간(μ sec)	자연경로 전력(dB)
1	0.0	0.0
2	1.5	-15.0
3	20.0	-0.03
4	25.0	-1.0
5	30.0	-2.25
6	35.0	-4.0
7	37.5	-7.0
8	40.0	-0.05
9	45.0	-16.0

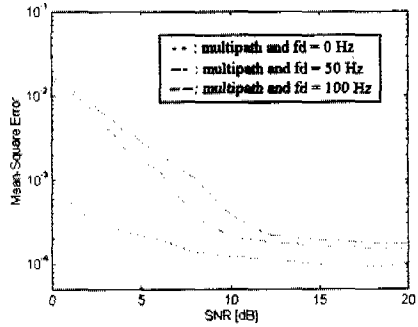


그림 10. 다중 경로 환경에서 SNR에 따른 $\hat{\epsilon}_0$ 의 MSE

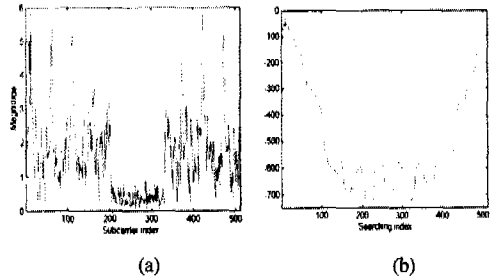


그림 11. 다중 경로 환경에서 $\epsilon = 10.3$, $f_d = 0\text{Hz}$ 이고 $\text{SNR} = 12.8\text{dB}$ 일 때, (a) 파워 스펙트럼, (b) $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 추정

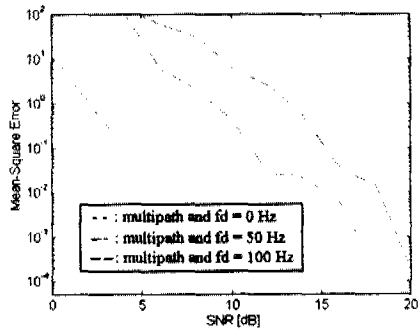


그림 12. 다중 경로 환경에서 SNR에 따른 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE

$\epsilon = 11.3$, $f_a = 0\text{Hz}$, $\text{SNR} = 12.8\text{dB}$ 일 때, 1단계에서 미세 주파수 옵셋을 추정 보상한 후의 파워 스펙트럼을 그림 11(a)에 보였다. AWGN 보다 주파수 특성이 좋지 못하다. 그림 11(b)에 주파수 영역에서 정수배 주파수 옵셋을 추정하는 과정을 보였으며, 최대값이 선명함을 알 수 있었다. 이는 제안한 알고리즘의 성능이 유용한 반송파의 파워와 상대적인 보호 대역의 파워 차이로 결정되기 때문이다. 그림 12에 정수배 주파수 옵셋의 추정 성능을 SNR을 변화시키면서 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE를 구하여 평가하였다. f_a

=0Hz인 경우에, SNR이 3.9dB에서 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE가 0.11이다. $f_d=50$ Hz일 때, SNR이 10dB에서 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE가 0.42이다. $f_d=100$ Hz일 때, SNR이 14dB에서 $\hat{\epsilon}_{int}$ 의 MSE가 0.52이다.

3. 제안한 알고리즘의 성능 평가

본 논문에서는 Beek과 유사한 원리로 1단계에서 cyclic prefix를 이용하여 미세 주파수 옵셋을 추정 하였으며 Beek의 최우 추정과의 성능을 비교하였다. $\epsilon=0.4$ 일 때 $\hat{\epsilon}_0$ 을 구하여 보상한 후, Beek의 ML 추정 방법과 1단계에서의 미세 주파수 옵셋 추정 방법에 대해 각각 SNR 대 BER(bit error rate)을 구한다. 이를 그림 13에 보였다. Beek의 알고리즘에 비해 계산량이 적고 간단하면서도 성능의 차이가 미비하였다.

파일럿 신호를 충분히 사용하면 주파수 옵셋을 완전히 제거할 수 있으나 제안한 알고리즘은 전송 효율을 높이기 위해 파일럿 신호를 사용하지 않는다. 파일럿 신호를 충분히 사용하여 주파수 옵셋이 완전히 제거된 경우와 제안한 알고리즘을 이용하여 주파수 옵셋을 추정 보상한 경우를 비교하였다. 제안된 알고리즘을 가진 수신기는 수신된 신호를 1단계에서 미세 주파수 옵셋을 추정 보상하고, FFT후에 정수배 주파수 옵셋을 추정 보상하여 복호 과정을 거쳐 bit stream을 얻는다. 여러 가지 SNR에 따른 BER을 구하여 주파수 옵셋이 완전히 제거된 수신기와 비교한 후 그림 14에 나타내었다. 주파수 옵셋 $\epsilon=10.4$ 일 때, AWGN 환경에서는 완전한 주파수 동기화에 대해 7dB 이상에서 BER의 차이가 없었다. 다중경로 환경에서는 $f_d=0$ Hz에서 4dB, $f_d=50$ Hz에서 8dB 그리고 $f_d=100$ Hz에서 10dB 이상에서 완전한 주파수 동기화에 대해 BER의 차이가 없었다. 즉 AWGN환경과 다중 경로 환경에서 제안된 알고리즘을 사용하였을 때 유용한 SNR범위에서 파일럿 신호를 충분히 사용하여 완전한 동기가 이루어진 경우와 비교하여 성능의 열화가 없음을 알 수 있다.

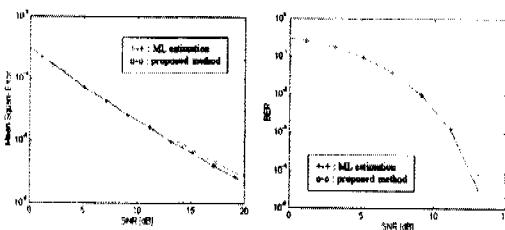


그림 13. $\epsilon=0.4$ 일 때, 최우 방법과 1단계 방법에서 (a)의 MSE 비교, (b) BER 비교

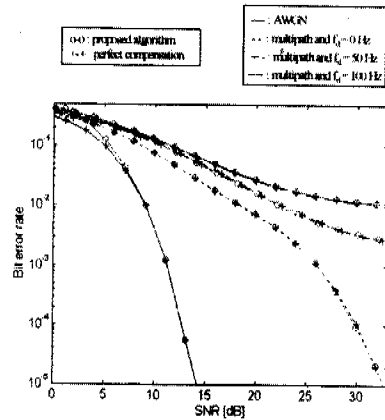


그림 14. AWGN 환경과 다중 경로 환경에서 주파수 옵셋 알고리즘 성능 ($\epsilon=10.4$)

VI. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템을 위한 주파수 옵셋 추정 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 파일럿 신호를 사용하지 않고 보호 대역과 cyclic prefix를 이용한다. 주파수 동기 획득 알고리즘은 2단계로 이루어져 있다. 1단계에서는 시간 영역에서 cyclic prefix의 자기 상관을 이용하여 인접 부반송파 간격의 0.5배보다 작은, 미세 주파수 옵셋을 추정하고, 2단계에서는 주파수 영역에서 보호 대역의 파워를 이용하여 인접 부반송파 간격의 정수배 주파수 옵셋을 추정한다. 주파수 동기 획득은 1단계와 2단계를 이용하여 가능하고, 주파수 추측은 1단계에서 cyclic prefix를 이용한다.

DAB mode II 환경에서 제안한 알고리즘의 성능을 평가하였으며 AWGN 환경과 다중 경로 환경에서 전산 모의 실험을 행하였다. SNR에 따른 BER을 파일럿 신호를 충분히 사용한 경우와 비교한 결과 성능의 차이가 없음을 알 수 있었다. 제안한 알고리즘은 파일럿 신호를 사용하지 않으므로 전송 효율이 좋고 첫 데이터 심볼에서 주파수 옵셋을 추정 복구할 수 있으므로 빠른 반송파 주파수 동기가 가능하다. 정수배 주파수 옵셋을 추정하기 위해 2단계에서 각 반송파의 파워를 계산한다. 제안된 알고리즘은 데이터 전송 효율을 높이기 위해 파일럿 신호를 쓰지 않고 redundancy를 동기에 이용하였다. 이는 파일럿 신호의 도움 없이 주파수 옵셋에 대해 알 수 있는 최대의 정보를 주며 일반적인 파일럿 신호를 이용한 자기 상관 방식에 비해 계산량이 작다.

페이딩 채널에서 채널 추정을 위해서는 파일럿 신호가 필요하다. 따라서 OFDM 동기를 위해 제안된 알고리즘과 파일럿 신호를 결합하고 이를 최적화 시키는 연구가 요구된다. 제안한 알고리즘은 주파수 영역에서 보호 대역의 파워를 이용하므로 pulse shaping을 이용하면 성능의 향상을 가져올 것으로 기대된다.

부 록

정수배 주파수 옵셋을 추정하기 위한 2단계에서의 식 (16)에서 식 (17)로의 전개 과정은 다음과 같다. 식 (16)에서 $l \in \text{region 1}$ 일 때 $f(y_l)$ 은

$$\begin{aligned} f(y_l) &= \frac{1}{\pi|C_1|} \exp(-(y_l)^* C_1^{-1} (y_l)) \\ &= \frac{1}{\pi(S+N)} \exp\left(-\frac{|y_l|^2}{S+N}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

여기서

$$\begin{aligned} C_1 &= E\{(y_l)(y_l)^* T\} = E\{|x_{l-\epsilon_{int}}|^2 |h_{l-\epsilon_{int}}|^2\} + E\{|n_l|^2\} \\ &= S + N \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

이고, $l \in \epsilon_{int}$, region 2일 때 $f(y_l)$ 은

$$\begin{aligned} f(y_l) &= \frac{1}{\pi|C_2|} \exp(-(y_l)^* C_2^{-1} (y_l)) \\ &= \frac{1}{\pi N} \exp\left(-\frac{|y_l|^2}{N}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

이 된다. 이 때

$$C_2 = E\{(y_l)(y_l)^* T\} = N \quad (\text{A.4})$$

이다. 식 (A.1)과 식 (A.3)을 이용하여 식 (16)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Lambda(\epsilon_{int}) &= \log f(y_l | \epsilon_{int}) \\ &= -\frac{\sum_{l=1}^S |y_l|^2}{S+N} - \frac{S}{(S+N)N} \left[\sum_{l \in \text{region 2}} |y_l|^2 + |y_{\epsilon_{int}}|^2 \right] + b_1 \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

b_1 은 상수이고, 식 (A.5)에서 ϵ_{int} 와 관계없는 항과 계수를 정리하면

$$\Lambda(\epsilon_{int}) = - \sum_{l \in \text{region 2}} |y_l|^2 - |y_{\epsilon_{int}}|^2 \quad (\text{A.6})$$

이다. 식 (A.6)에서 $\Lambda(\epsilon_{int})$ 를 최대로 하는 $\hat{\epsilon}_{int}$ 은 다음과 같다.

$$\arg \max_{\epsilon_{int}} [\Lambda(\epsilon_{int})] = \arg \max_{\epsilon_{int}} \left[- \sum_{l \in \text{region 2}} |y_l|^2 - |y_{\epsilon_{int}}|^2 \right] \quad (\text{A.7})$$

$$\hat{\epsilon}_{int} = \arg \max_{\epsilon_{int}} \left[- \sum_{l \in \text{region 2}} |y_l|^2 - |y_{\epsilon_{int}}|^2 \right] \quad (\text{A.8})$$

와 같이 나타낼 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] John A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE comm. Mag.*, pp. 5-14, 1990
- [2] Leonard J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Comm.*, pp. 665-675, Jul. 1985
- [3] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971
- [4] W. Y. Chen and D. L. Waring, "Applicability of ADSL to support video dial tone in the copper loop," *IEEE Trans. Comm. Mag.*, vol. 43, pp. 102-109, May 1994
- [5] Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, *European Telecommunications Standards Institute*, ETS 300 401, Valbonne, France, Feb. 1995
- [6] Digital video broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T), *European Telecommunications Standards Institute*, ETS 300 744, Valbonne, France, Mar. 1997
- [7] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994
- [8] T. Pollet, P. Spruyt, and M. Moeneclaey, "The

BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling," *Proc. Glob.*, vol. 1, pp. 253-257, Nov. 1994

- [9] Timothy M. Schmidl and Donald C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997
- [10] Hiroshi Nogami and Toshio Nagashima, "A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems," *IEICE Trans. Comm.*, vol. E79-B, No. 8, Aug. 1996
- [11] F. Classen and H. Meyr, "Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency-selective fading channels," *Proc. IEEE Vehic. Tech. Conf.*, vol. 3, pp. 1655-1659, 1994
- [12] F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques," *Proc. IEEE Vehic. Tech. Conf.*, vol. 2, pp. 804-809, Jul. 1995
- [13] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 45, No. 7, pp. 1800-1805, Jul. 1997
- [14] M. Sandell, J.-J. van de Beek, and P. O. Borjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix," *Proc. Inter. Symp. Synch.*, pp. 16-19, Essen, Germany, 1995
- [15] John. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 3rd edition, 1995
- [16] Franc Kozamernik, "Eureka 147 Towards a de facto world DAB standard," *Proc. NAB Broadcast Engineering Conf.*, pp. 115-123, 1996
- [17] William C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, New York, 1974

진 규 태(Kyu-Tae Jin)

정회원



1997년 2월: 경북대학교 전자공학
학과 (학사)
1999년 2월: 한국과학기술원
전기및전자공학과(석사)
1999년 3월~현재: 한국과학기술
원 전기및전자공학과
박사과정

<주관심 분야> 이동통신망, ad hoc 네트워크, 저전력 MAC 프로토콜

이 황 수(Hwang-Soo Lee)

정회원

1975년 2월: 서울대학교 전기공학과(학사)
1978년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
(석사)
1983년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
(박사)
1983년 ~ 1992년: 한국과학기술원 전기 및 전자공
학과 교수
1992년 ~ 1996년: 한국과학기술원 서울분원 정보 및
통신공학과 교수
1996년 ~ 현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
교수
1997년 ~ 현재: SK 텔레콤 중앙연구원 원장
(산업체 파견)
<주관심 분야> 디지털 신호 처리, 디지털 통신, 음
성 신호 처리