

OFDM 시스템을 위한 개선된 주파수 오프셋 추정 기법

正會員 최 종 호*, 조 용 수**

An Improved Frequency Offset Estimation Technique for an OFDM System

Jong-Ho Choi*, Yong-Soo Cho** *Regular Members*

요 약

주파수 오프셋은 OFDM 신호의 부채널간 간섭을 유발하며, 수신 신호의 진폭과 위상을 왜곡시켜 전체적인 시스템 성능에 심각한 영향을 미친다. 본 논문에서는 이러한 주파수 오프셋을 추정하기 위해서 특정 부채널을 동기채널로 할당하고 파일럿 심벌을 전송하여 주파수 오프셋을 추정하는 개선된 최우 추정 방식을 제안하며, 제안된 주파수 오프셋 추정기의 오차 성능을 해석적으로 유도한다. 제안된 방식에서는 coherent 위상 변화에 의해 발생된 주파수 오프셋 부분을 증가 시키고 랜덤 위상 오차에 의해 발생된 주파수 오프셋 부분을 감소시킴으로써 주파수 오프셋 추정기의 성능을 향상시킨다. 모의 실험을 통하여 본 논문에서, 해석적으로 유도된 제안된 주파수 오프셋 추정기의 오차 분산의 upper bound가 올바르며, 제안된 추정기가 기존의 방식에 비해 오차 분산, 추적 범위, 시변 채널 영향의 면에서 우수하다는 것을 확인한다.

ABSTRACT

Frequency offset in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system is known to cause the inter-channel interference (ICI), amplitude and phase distortion of a received signal, resulting in a severe performance degradation of the total system. In this paper, we propose an improved pilot-based maximum likelihood frequency offset estimation technique, which uses the predefined sync-subchannels, and derive the error performance of the proposed frequency offset estimator analytically. The proposed technique improves the performance of the frequency offset estimator by adding up the frequency offset caused by coherent phase changes and averaging out the effect caused by random phase error. It is confirmed by computer simulations that the upper bound of error variance for the proposed frequency offset estimator analytically derived in this paper is correct, and that the proposed estimator has better performance than the previous ones in terms of error variance, tracking range, and time-varying characteristics of a channel.

*현대전자 이동통신 단말기 연구소 연구원

**중앙대학교 전자공학과

論文番號:97368-1010

接受日字:1997年 10月 10日

I. 서 론

최근 유·무선 채널에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 복수 반송파(multi-carrier)를 사용한 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 방식이 많은 관심을 끌고 있다. OFDM 방식은 단일 반송파 방식에 비해 주파수 선택적 페이딩 채널에 강점을 지니고 있어 유럽의 디지털 오디오 방송(DAB: digital audio broadcasting), 디지털 비디오 방송(DVB: digital video broadcasting), 디지털 육상 방송(DTTB: digital terrestrial broadcasting)의 표준으로 채택되었으며[1][2], 유선 전화망을 이용한 광대역 디지털 통신 시스템에 적용되어 ANSI T1E1.4 Working Group에서 ADSL(asymmetric digital subscriber line) 표준으로 채택되기도 하였다[1][3]. DMT(discrete multi-tone) 방식으로 불리어지는 이 방식은 약 6Mb/s의 downstream을 제공할 수 있어 VOD(video on demand)와 같은 서비스에 적합한 것으로 알려져 있다. 또한, 최근에는 156Mb/s 비동기 전송 모드(ATM: Asynchronous Transfer Mode)의 무선 확장을 위한 전송 시스템 구축을 위해 OFDM 방식을 기반으로 한 연구가 널리 이루어지고 있다[2].

OFDM 방식은 직렬로 입력되는 심벌열을 병렬화 한 후, 이들을 이용하여 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파를 변조시켜 전송하는 다중 반송파 변조 방식이다. 따라서 기존의 주파수 분할 다중화 방식(FDM)에 비해 대역폭 효율이 좋고, 병렬화 한 심벌 열의 길이만큼 각 부채널에서 심벌의 주기가 길어지게 되어 단일 반송파 변조 방식에 비해 심벌간 간섭에 강한 특성을 지니며 채널의 지연보다 긴 cyclic prefix를 전송되는 심벌 사이에 보호구간으로 삽입할 경우 심벌간 간섭을 완전히 제거할 수 있다. 또한 주파수 선택적 페이딩 채널 환경을 다수의 협대역 부채널로 구성된 주파수 비선택적 채널로 볼 수 있기 때문에 수신단에서 각 부채널마다 간단한 단일탭(one-tap) 등화기를 사용하여 보상할 수 있으며, 송·수신 단의 변·복조 과정에 IFFT/FFT를 이용할 수 있는 장점을 지닌다[4][5][6]. 그러나 OFDM 방식은 단일 반송파 변조 방식에 비해 신호 진폭의 최고 값과 평균 진폭 비의 비율(PMEPR: peak to mean-power envelope ratio)이 크기 때문에 송신 단에서 고출력 증폭기의 비선형

특성에 민감하며, 또한 채널의 시변 요인의 주된 파라미터인 도플러 확산과 송·수신 단의 주파수 동기 오차에 의한 주파수 옵셋 및 위상 지터(phase jitter)의 영향은 부채널 간의 직교성을 손상시켜 시스템의 성능을 저하시키는 주된 요인으로 알려져 있다[4][7][8].

특히 주파수 옵셋은 OFDM 수신기의 성능에 심각한 영향을 주게 되는데 이는 주파수 옵셋이 수신단에서 모든 부반송파의 주파수를 천이시켜 부채널간 간섭을 유발하기 때문이며 그 영향이 단일 반송파 전송 방식에 비해 매우 민감한 것으로 알려져 있다[9][10]. 예를 들면 신호 대 간섭 비율이 적어도 20dB를 유지하기 위해서는 주파수 옵셋의 범위를 최소한 인접한 부채널 간격의 4% 이하로 줄여야 한다[11]. 이와 같은 주파수 동기화의 문제를 해결하기 위해서는 먼저 주파수 옵셋을 정확하게 추정하여야 하는데 이와 관련된 논문들의 접근 방법은 크게 두 가지로 분류할 수 있다. 첫째는 송신 단에서 파일럿 심벌을 전송하여 수신 단에서 이 정보를 이용하는 방법으로서 Moose와 Classen의 알고리즘이 이에 해당한다[11][12]. 둘째로는 연속되는 OFDM 신호의 심벌간 간섭을 없애기 위해 삽입되는 cyclic prefix를 이용하여 주파수 옵셋을 추정하는 방법으로서 Daffara와 Beek의 방법을 들 수 있다[1][13]. 첫번째 부류의 방법은 파일럿 심벌의 정보를 이용하기 때문에 실질적으로 유효 심벌의 전송률이 감소하는 단점이 있으나 주파수 선택적 페이딩 채널에서도 강인하게 동작하는 장점이 있다. 두번째 부류의 알고리즘은 주파수 옵셋을 추정하기 위해서 부가적인 정보를 필요로 하지 않는다는 장점을 가지나, 주파수 선택적 페이딩 채널에서는 앞서 전송된 신호 블록이 현재 신호 블록의 cyclic prefix에 간섭을 일으키기 때문에 그 성능이 급격히 감소되는 단점이 있다.

본 논문에서는 연속적인 파일럿 심벌을 이용하여 주파수 옵셋을 추정하는 첫번째 부류의 알고리즘을 확장하여 어떠한 채널 환경에서도 강인하게 동작할 수 있는 주파수 옵셋 추정 방법에 대해서 논한다. 일반적으로 OFDM 시스템에서 고속의 전송률을 가능하게 하기 위해서는 동기식 변조 방식을 채택하게 되며 이 경우 채널 추정과 동기의 획득을 위해 파일럿 심벌을 사용하는 것이 일반적이다[14]. 또한 파일럿 심벌을 이용할 경우 언제나 채널의 변화를 추적할 수

있으며 결과적으로 급격한 채널 변화에 따른 시스템의 성능 저하를 방지할 수 있다. 이와 같은 관점에서 파일럿 심벌을 이용한 채널 추정 및 동기의 획득은 당연한 선택으로 보인다. 따라서 본 논문에서는 이러한 파일럿의 정보를 이용하여 기존의 주파수 오프셋 추정 방식을 개선하며, 제안하는 주파수 오프셋 추정기의 성능을 분석한다. 먼저 II절에서는 OFDM 시스템과 주파수 오프셋의 영향을 요약하고, III절에서는 파일럿 심벌을 이용한 주파수 오프셋의 최우 추정(maximum likelihood estimation) 방법을 설명하며 파일럿 심벌의 이용방법에 따른 각 방식의 해석적인 성능을 보인다. IV절에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 방식의 해석적인 성능과 모의 실험 결과를 비교 평가한다. V절에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템과 주파수 오프셋

OFDM 전송 시스템의 전체적인 블록도를 그림 1에 나타내었다. 송신 단으로 입력되는 비트 열은 먼저 QAM 심벌로 부호화된 후, 직·병렬 변화기를 거쳐 N 개의 부반송파에 의해 각각 변조된다. 이때 l 번째 신호 블록의 k 번째 부반송파에 인가된 QAM 심벌을 $X_l(k)$ 로 나타내면, 송신 단의 변조 과정은 다음과 같다.

$$x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi(f_c + k\Delta f)t}, \quad lT_{sub} \leq t < (l+1)T_{sub}. \quad (1)$$

여기서 T_{sub} 는 부반송파에서의 심벌 주기를, $\Delta f = 1/T_{sub}$ 는 인접한 부반송파간 주파수 간격을 나타내며 f_c 는 반송파 주파수를 의미한다. 식 (1)을 $t = nT_{sub}/N$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$)에서 이산화 된 기저 대역 신호로 나타내면 다음과 같으며, 이는 IFFT에 의해 구현될 수 있다.

$$x_l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi nk/N}, \quad n=0, 1, \dots, N-1. \quad (2)$$

한편, OFDM 방식은 이처럼 변조된 신호를 채널로 전송하기 전에 채널 지연에 의한 심벌간 간섭을 방지하기 위해서 적어도 채널의 최대 지연 시간 보다는 긴 보호구간 N_G 를 전송되는 신호의 전단에 추가하게 된다. 즉,

$$\hat{x}_l(\tilde{n}) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi \tilde{n}k/N}, \quad \tilde{n} = -N_G, -N_G + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

로 나타낼 수 있고, 채널을 통해 수신된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{y}_l(\tilde{n}) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X_l(k) e^{j2\pi \tilde{n}(k+\epsilon)/N} + w(\tilde{n}), \quad \tilde{n} = -N_G, -N_G + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1. \quad (4)$$

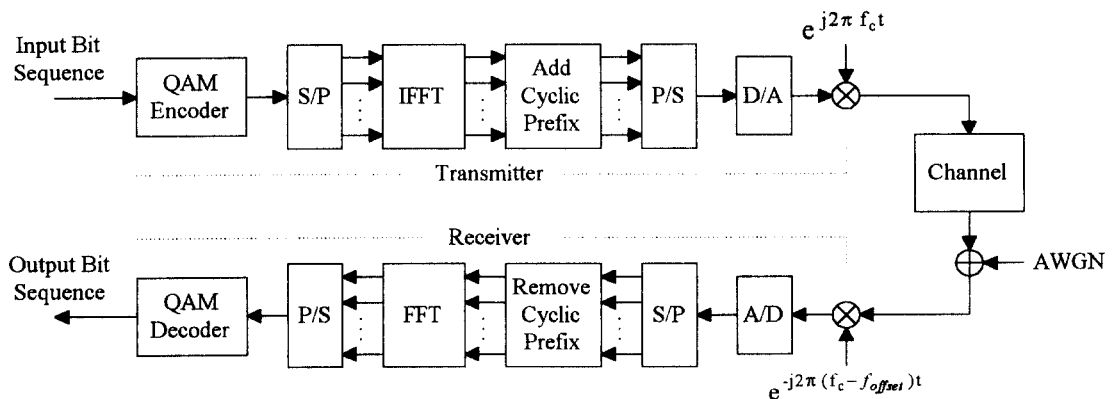


그림 1. OFDM 전송 시스템의 블록도
Fig. 1 A block diagram of an OFDM signaling system

여기서 $H(k)$ 는 k 번째 부반송파에서 본 채널의 전달 함수이며 OFDM 신호의 한 블록 주기내에서는 변하지 않는다고 가정한다. 또한, $w(\tilde{n})$ 은 표본화 순간의 가산성 백색 잡음을, ϵ 는 인접한 반송파 주파수 간격 Δf 로 정규화 된 주파수 오프셋을 나타낸다(즉, 그림 1에서 실제 주파수 오프셋을 f_{offset} 이라 할 때, $\epsilon = f_{offset}/\Delta f$). 한편, 복조과정은 수신된 신호로부터 먼저 보호구간을 제거한 후 FFT를 이용하여 효과적으로 구현할 수 있으며, 이는 다음 식으로 주어진다.

$$Y_I(v) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_I(n) e^{-j2\pi n v/N}, \quad v=0, 1, \dots, N-1. \quad (5)$$

다시 식 (5)를 정리하면

$$Y_I(v) = e^{j2\pi\epsilon l(1+N_a/N)} \{\alpha(v) + I(v)\} + W(v), \quad v=0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

$$\alpha(v) = e^{j\pi\epsilon(N-1)/N} \{\sin \pi\epsilon/N \sin(\pi\epsilon/N)\} H(v) X_I(v) \quad (7)$$

$$I(v) = e^{j\pi\epsilon(N-1)/N} \sum_{k \neq v}^{N-1} H(k) X_I(k) \{\sin \pi\epsilon/N \sin(\pi(k-v+\epsilon)/N)\} e^{-j\pi(k-v)/N}. \quad (8)$$

로 나타낼 수 있는데, 여기서 $e^{j2\pi\epsilon l(1+N_a/N)}$ 는 수신된 l 번째 OFDM 신호 블록의 복조 과정에서 보호구간의 제거로 주파수 오프셋에 의해 발생한 초기 위상을 나타내며, $W(v)$ 는 v 번째 부반송파에서의 가산성 백색 잡음을 나타낸다. 또한 $\alpha(v)$ 는 채널과 주파수 오프셋에 의해 왜곡된 $X_I(v)$ 성분을 나타내며, $I(v)$ 는 주파수 오프셋에 의해 부채널간에 발생하는 인접 채널간 간섭(ICI: interchannel interference) 성분으로 다음과 같은 통계적 특성을 갖는다[11].

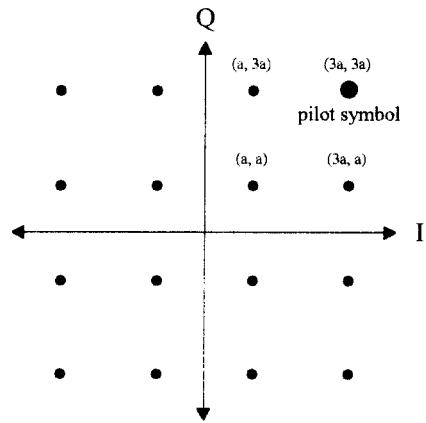
$$E\{I(v)\} = 0. \quad (9)$$

$$E\{|I(v)|^2\} \leq 0.5947 |X|^2 |H|^2 (\sin \pi\epsilon)^2, \quad |\epsilon| < 0.5. \quad (10)$$

III. 파일럿 심벌을 이용한 주파수 오프셋 추정 알고리즘

본 절에서는 파일럿 심벌을 이용한 개선된 주파수 오프셋 추정 알고리즘에 대하여 논한다. Moose는 주파수 오프셋을 추정하기 위해서 동일한 심벌 블록을 2번

전송하는 방법을 제안하였는데 이 경우 연속으로 전송된 동일한 두 심벌 사이에는 보호구간을 삽입하지 않아도 되며, 복조된 두 심벌의 위상차로부터 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 그러나 이때 한 신호 블록 전체가 주파수 오프셋을 추정하기 위한 파일럿으로 소비되어 비효율적이다. 한편 Classen의 알고리즘은 미리 동기 채널로 정해진 부반송파에 파일럿 심벌을 전송하는 방식으로써 파일럿 심벌의 종류와 파일럿 심



(a) 16 QAM constellation

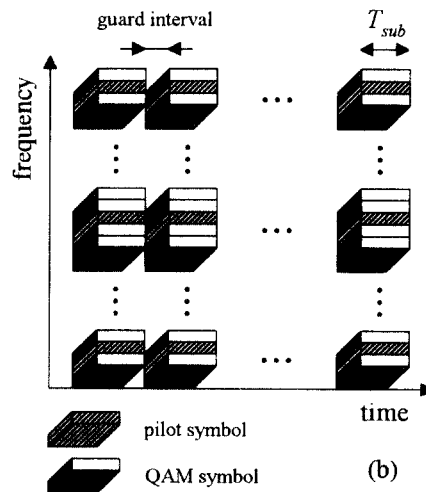


그림 2. (a) 16 QAM constellation와 파일럿 심벌 (b) OFDM frame 구조

Fig. 2 (a) A 16 QAM constellation and pilot symbol (b) A signaling structure of an OFDM frame

벌의 전송 주기에 대한 유연성을 지니고 있으나 파일럿 심벌을 수신 단에서 알고 있어야 하고 변조된 심벌 값을 보상해야 하기 때문에 보다 복잡한 복소수 연산이 필요하다. 그러나 위의 두 알고리즘은 모두 주파수 영역에서 연속된 파일럿 심벌의 위상차로부터 주파수 오프셋을 추정하는 면에서 동일하다고 할 수 있다. 본 논문에서는 위 두 방식에 근거해서 보다 강건한 알고리즘을 제안하고, 그 성능을 분석한다.

우선 전송되는 파일럿 심벌은 그림 2(a)에 나타낸 바와 같이 16 QAM 정상도의 좌표 값 (3a, 3a)을 사용하고, 그림 2(b)와 같이 동기 채널로 정해진 부반송파에 동일한 파일럿 심벌이 매 OFDM 신호 블록마다 전송된다고 가정한다. 이 경우 채널의 변화를 신속하게 추적할 수 있으며, 단지 미리 지정된 동기 채널에 대한 정보만을 알면 수신 단에서 주파수 오프셋 추정을 할 수 있게 된다. 연속된 두 블록(l-1번째 블록과 l번째 블록)에 포함된 P쌍의 파일럿 심벌로부터 주파수 오프셋의 최우 추정(maximum likelihood estimate)은 다음식으로 주어진다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{\phi} \arg \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} Y(p) Y_{l-1}^*(p) \right\}, \quad |\epsilon| < 0.5 \quad (11)$$

여기에서 $\phi = 2\pi(1 + N_c/M)$ 를 나타낸다. 위 방식의 성능 분석을 위한 유도과정은 Moose의 접근방식과 유사하나 이 경우 ICI항에 대한 고려가 추가로 요구된다. 즉 수신된 l-1번째 블록과 l번째 블록의 동기 채널에서 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_l(p) = \tilde{\alpha}_l(p) + \tilde{I}_l(p) + W_l(p) \quad (12)$$

$$Y_{l-1}(p) = \tilde{\alpha}_{l-1}(p) + \tilde{I}_{l-1}(p) + W_{l-1}(p) \quad (13)$$

식 (6)으로부터 $\tilde{\alpha}_l(p) = \alpha_l(p) e^{j\phi l \epsilon}$, $\tilde{I}_l(p) = I_l(p) e^{j\phi l \epsilon}$ 이고, $\tilde{\alpha}_{l-1}(p) = \alpha_{l-1}(p) e^{j\phi(l-1)\epsilon}$ 이므로 식(12)는 다음과 같이 표현된다.

$$Y_l(p) = \tilde{\alpha}_{l-1}(p) e^{j\phi \epsilon} + \tilde{I}_l(p) + W_l(p) \quad (14)$$

식 (13), (14)에서 ICI항은 확률 변수가 되며 결과적으로 최우 추정을 위한 조건부 확률 밀도 함수의 공분산 행렬(covariance matrix)을 변화 시키게 된다. 식 (11)에 주어진 주파수 오프셋 추정 식에 대한 오차의 통

계적 특성은 부록 A에 주어진 유도과정을 통하여 다음과 같이 주어지며, 그 결과는 Moose의 유도 결과와 유사함을 알 수 있다.

$$E[\hat{\epsilon} - \epsilon | \epsilon, \{\alpha(p)\}] = 0 \quad (15)$$

$$Var[\hat{\epsilon} | \epsilon, \{\alpha(p)\}] \leq \frac{(\pi\epsilon)^2 \{1/(\sin \pi\epsilon)^2 + 0.5947SNR\}}{\phi^2 \rho PSNR} \quad (16)$$

여기서 식 (15)는 추정된 주파수 오프셋 오차의 조건부 평균으로서 unbiased되었음을 확인할 수 있으며, 식 (16)에 나타낸 추정된 주파수 오프셋 오차의 분산은 파일럿 심벌의 수 P와 SNR, 그리고 주파수 오프셋의 함수로 주어짐을 알 수 있다. 위 식은 Moose가 유도한 주파수 오프셋 오차의 분산 결과와는 차이가 있는데 이는 파일럿 심벌을 이용하는 구조가 다르기 때문이다. 즉, Moose는 동일한 블록을 반복 전송하는 구조를 이용하므로 연속된 두 블록에서 주파수 오프셋에 의해 발생한 부채널간 간섭은 동일하며, 따라서 두 블록의 위상정보를 이용함에 있어 부채널간 간섭의 영향 없이 전송된 신호의 에너지 전체를 주파수 오프셋 추정에 이용할 수 있으므로 결과적으로 추정된 주파수 오프셋 오차의 분산은 발생한 주파수 오프셋과는 무관하게 된다. 그러나 본 논문에서와 같이 유효 전송률을 증가시키기 위해 부분적인 파일럿 심벌만을 전송하는 구조를 이용할 경우 부채널간 간섭 성분이 주파수 오프셋 추정 과정에서 잡음으로 작용하게 되어, II절에서 기술한 바와 같이 그 분산은 주파수 오프셋의 함수로 주어진다. 따라서 식 (11)에 의해 추정된 주파수 오프셋의 오차는 발생한 주파수 오프셋에 영향을 받게 되며, 이는 식 (16)에서도 쉽게 확인할 수 있다.

한편, 보다 강건한 주파수 오프셋 추정을 위해 다음과 같이 추정식을 정의 한다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{\phi} \arg \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} [Y_l(p) Y_{l-1}^*(p) + Y_{l-1}(p) Y_{l-2}^*(p)] \right\}, \quad |\epsilon| < 0.5 \quad (17)$$

식 (17)은 수신된 과거 2 블록의 파일럿 심벌의 조합으로 식 (11)의 추정방식에 비해 보다 강건한 추정이 가능하게 되는데, 이는 식 (11)이 바로 전 블록의 위상 정보만을 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 것에 비

해 위 방식은 2블록 전의 위상정보까지 고려하여 주파수 오프셋을 추정함으로써 연속된 3블록의 위상추이를 통해 성능을 향상시킬 수 있다. 즉, 랜덤 신호에 의해 발생한 위상 성분을 감소시키고, coherent 하게 위상이 변하는 부분만을 취하기 때문에 보다 정확하게 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 강건한 오프셋 추정을 위하여 식 (11)을 인접 2 블록에 대하여 각각 계산한 후 평균하는 방법을 생각할 수 있으나 이 경우는 평균을 취하는 파일럿 심벌의 개수는 증가시키지만 인접 블록에 대하여 coherent하게 변하는 위상을 검출할 수 없게 된다. 위 식을 인접 블록에 대하여 일반적으로 확장하면 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{\phi} \arg \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} Y_{l-m}(p) Y_{l-m-1}^*(p) \right\}, \quad |\epsilon| < 0.5 \quad (18)$$

여기에서 M 은 과거의 수신된 신호를 저장하는 메모리의 크기를 나타낸다. 일반적으로 M 을 증가시킬 경우 coherent 위상 검출 효과의 증대로 주파수 오프셋의 추정 오차가 감소하게 되며, 추적 범위도 $|\epsilon| < 0.5$ 내에서 향상되게 된다. 그러나, 한편으로 M 이 증가할수록 수신 단에서 필요한 메모리와 계산량이 증가하게 되므로 성능 대 복잡도에 따른 trade-off가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 이러한 관점에서 $M=2$ 로 제한하였다. 한편 식 (18)에 주어진 주파수 오프셋 추정식의 오차 분산은 다음과 같이 주어지며 그 유도 과정은 부록 B에 있다.

$$\text{Var}[\hat{\epsilon} | \epsilon, \{\alpha(p)\}] \leq \frac{(\pi\epsilon)^2 \{1/(\sin \pi\epsilon)^2 + 0.5947SNR\}}{M^2 \phi^2 \rho PSNR}, \quad |\epsilon| < 0.5 \quad (19)$$

제안된 방식과 기존의 방식의 성능 비교를 위하여, 본 논문에서의 가정과 같이 동일한 파일럿 심벌을 전송할 경우 Classen의 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{D\phi} \arg \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} Y_{l-m}(p) Y_{l-D}^*(p) \right\}, \quad |\epsilon| < 1/2D \quad (20)$$

여기서 D 는 파일럿 심벌이 포함되어있는 OFDM 신호의 블록간 간격을 나타내며, 특히 $D=1$ 인 경우는

모든 OFDM 블록에 파일럿 심벌을 전송하는 경우로서 식 (18)의 $M=1$ 인 경우와 동일함을 알 수 있다. 한편 Classen은 채널이 시불변이라는 가정하에서 D 를 증가함으로써 추정된 주파수 오프셋 오차의 분산이 감소됨을 보이고 있으나, 이 경우 정확한 주파수 오프셋의 추정은 사용된 두 파일럿 심벌의 위상차에 의한 편각이 2π 보다 작을 경우에만 유효하므로 그 추적범위는 D 와 반비례하여 감소하게 된다. 또한 Classen도 지적했듯이 채널이 변하는 환경에서는 $D \geq 2$ 의 파일럿 심벌 전송 구조를 이용하여 주파수 오프셋 추정의 $D=1$ 성능 향상을 기대하기는 어렵다. 따라서 이 경우 주파수 오프셋 추정은 인 경우에 국한되게 되며 성능 또한 제한된다. 그러나 본 논문에서 제안된 방식의 경우 인접 블록의 파일럿 심벌의 위상 추이를 이용하여 coherent 하게 위상이 변하는 부분만을 취하고 랜덤 위상 성분을 감소시키기 때문에 전술한 바와 같이 오히려 추적범위가 향상되고, 시변 채널에서도 좋은 성능을 유지할 수 있다. 한편 제안된 방식과의 비교를 위해서 식 (20)의 주파수 오프셋 추정 오차의 분산 값을 나타내면 다음과 같다.

$$\text{Var}[\hat{\epsilon} | \epsilon, \{\alpha(p)\}] \leq \frac{(\pi\epsilon)^2 \{1/(\sin \pi\epsilon)^2 + 0.5947SNR\}}{D^2 \phi^2 \rho PSNR}, \quad |\epsilon| < 1/2D \quad (21)$$

IV. 모의 실험

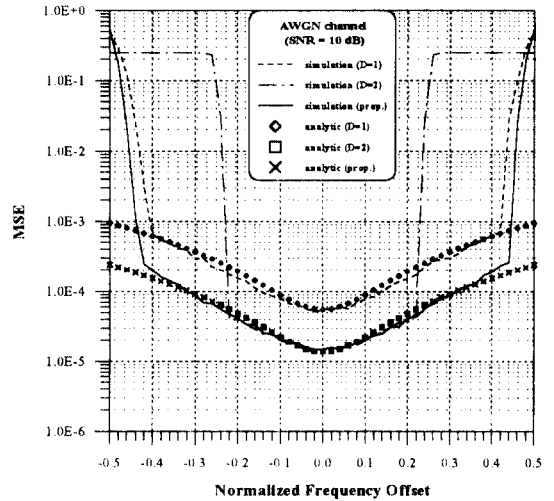
모의 실험에 사용된 OFDM 시스템은 512개의 부반송파로 구성되며, 반송파 주파수는 1 GHz, 대역폭은 1 MHz로서 각 부반송파간의 간격은 1.953 KHz에 해당한다. 한편 사용된 파일럿 심벌의 구조는 그림 2와 같으며 총 26개의 파일럿 심벌을 사용하였다. 이는 전체 부반송파 수의 약 5%에 해당되며 유럽의 디지털 비디오 방송 표준에서 사용되는 파일럿 심벌의 수가 2k 모드에서 약 10%임을 감안할 때 절반 정도에 해당한다[14]. 또한 모든 모의 실험은 1000블록의 OFDM 신호를 송·수신하여 그 결과를 평균하였으며, 제안된 주파수 오프셋 추정 알고리즘의 채널에 의한 성능변화를 알아보기 위해 AWGN 채널, 2 경로의 시불변 채널, 시변 채널로서 최대 100 Hz의 도플러 확산이 존

재하는 2 경로 Jakes 모델을 각각 사용하였다. 이때 경로간의 지연은 4μsec이며, SNR 환경은 10dB, 30dB인 경우를 가정하였다.

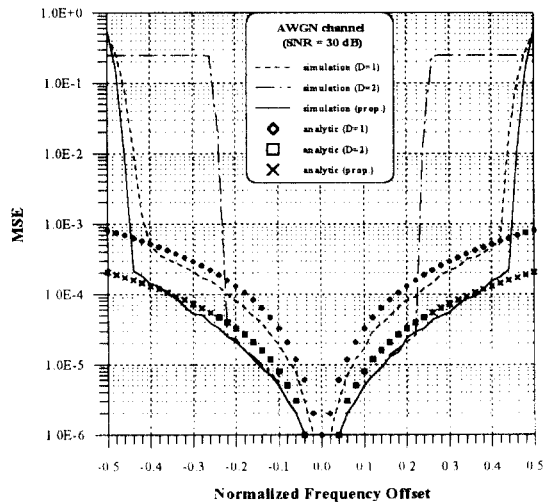
먼저 AWGN 채널에서 주파수 오프셋 추정 성능을 모의 실험한 결과를 그림 3에 보인다. 여기서 점선은 식 (11)의 방식, 즉 연속된 2블록의 파일럿 정보를 이용한 것으로서, 식 (18)에서 $M=1$ 인 경우와 식 (20)에서 $D=1$ 인 경우에 해당한다. 식 (16)의 주파수 오프셋 추정 오차의 해석적인 성능에서 이미 보인 바와 같이 파일럿 심벌을 이용한 주파수 오프셋 추정의 성능은 주파수 오프셋의 함수로 주어지며 이는 성능에 직접적인 영향을 미치는 ICI의 분산이 주파수 오프셋의 함수입에 기인한다. 즉 주파수 오프셋이 증가할수록 ICI의 분산이 증가하므로 추정 성능이 이에 상응하여 저하됨을 알 수 있다. 한편 그림 3의 파선은 식 (20)에서 $D=2$ 인 경우로서, 전 절에서 언급한 바와 같이 성능은 향상되나 그 추적범위가 D 의 역수, 즉 1/2로 감소됨을 관찰할 수 있다. 실선은 본 논문에서 제안된 $M=2$ 인 경우의 식 (17)의 성능을 나타내는데, $D=1$ 인 경우와 비교하면 성능과 추적범위에서 모두 우수함을 관찰할 수 있으며, $D=2$ 인 경우와 비교하여도 동일한 성능을 유지하면서 추적 범위가 감소되지 않음을 확인할 수 있다. 또한 본 논문에서 $D=1$ (또는 $M=1$), $D=2$ 와 제안된 방식인 $M=2$ 인 경우에 대해서 각각 해석적으로 유도된 주파수 오프셋 추정 오차의 분산의 upper bound 인 식 (16), (21), (19)가 모의 실험 결과와 잘 부합함을 알 수 있다.

그림 4는 두 개의 경로를 갖는 시불변 채널에서 모의 실험한 결과를 나타낸다. 그림 3과의 비교를 통해 시불변 채널에서의 실험 결과가 같은 SNR 조건에서 AWGN 채널의 성능과 거의 동일함을 알 수 있다. 이는 해석적으로 구한 주파수 오프셋 추정 오차의 식에서 쉽게 알 수 있듯이 주파수 오프셋 추정 오차의 성능이 SNR의 함수이기 때문에 동일한 파일럿 심벌 구조를 이용하고, 채널이 시불변일 경우에는 채널에 종류에 상관 없이 발생된 각 주파수 오프셋에 대하여 같은 성능을 보인다.

그림 5와 6은 최대 도플러 주파수 천이가 100 Hz인 주파수 선택적 시변 채널에서 모의실험 결과를 나타낸다. 그림 5는 SNR이 10dB인 경우 추정된 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}$ 를 나타내며, 그림 6은 주파수 오프셋 추정 오차



(a)

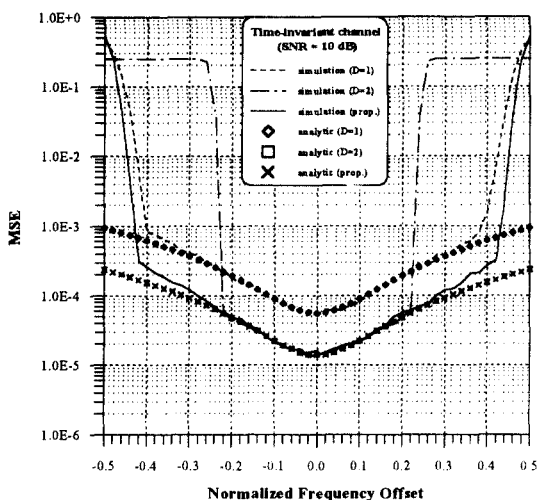


(b)

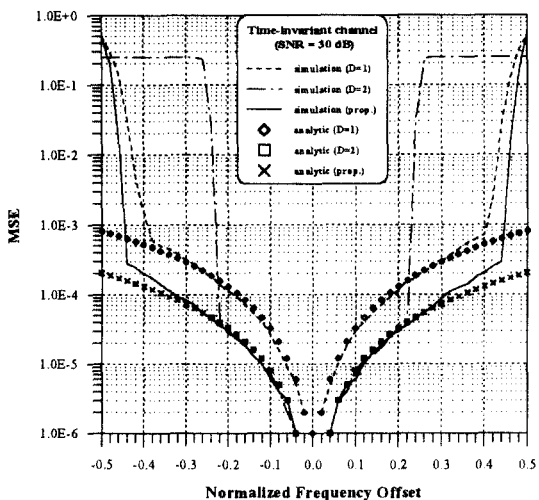
그림 3. AWGN 채널에서 주파수 오프셋 추정 오차의 분산
(a) SNR = 10dB (b) SNR = 30dB

Fig. 3 The error variances of frequency offset estimates in an AWGN channel

(a) SNR = 10dB (b) SNR = 30dB



(a)



(b)

그림 4. 시불변 채널에서 주파수 오프셋 추정 오차의 분산
(a) SNR = 10dB (b) SNR = 30dB

Fig. 4 The error variances of frequency offset estimates in a time-invariant channel
(a) SNR = 10dB (b) SNR = 30dB

의 분산을 나타내는데, AWGN 채널 및 시불변 채널과는 달리 전체적으로 주파수 오프셋 추정 성능이 많이 저하됨을 관찰할 수 있다. 이는 주파수 오프셋 추정 알고리즘이 도플러 주파수에 의해 발생된 주파수 오프셋과 송·수신 단의 주파수 발진기의 오차로 인한 주파수 오프셋을 구별할 수 없기 때문에, 추정된 주파수 오프셋의 오차에는 도플러 주파수 천이에 의한 영향이 지배적인 성분으로 작용하기 때문이다. 상대적으로 가장 빨리 변하는 시변 채널 효과를 갖는 $D=2$ 인 경우에 성능이 가장 나쁘게 나타남을 알 수 있으며, 제안된 주파수 오프셋 추정 기법은 시변 채널의 경우에도 추적 범위와 성능면에서 가장 우수함을 알 수 있다.

한편, 제안된 방식과 유사한 형태로 식 (11)로부터 전 블록에서 추정된 주파수 오프셋을 이용하여 현재 블록에서 추정된 주파수 오프셋과 평균을 취한 결과를 이용하면 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\phi} \left[\arg \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} Y_i(p) Y_{i-1}^*(p) \right\} + \arg \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} Y_{i-1}(p) Y_{i-2}^*(p) \right\} \right], \quad |\epsilon| < 0.5 \quad (22)$$

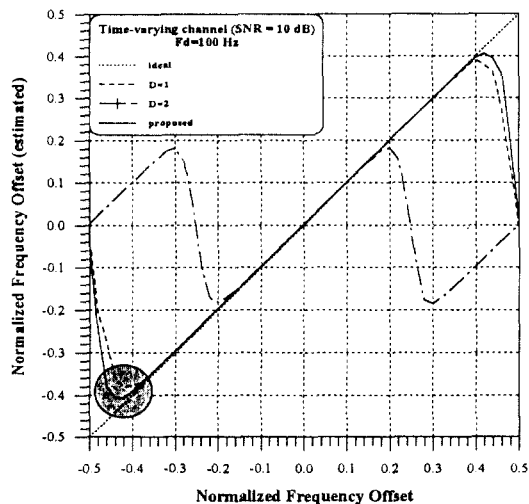
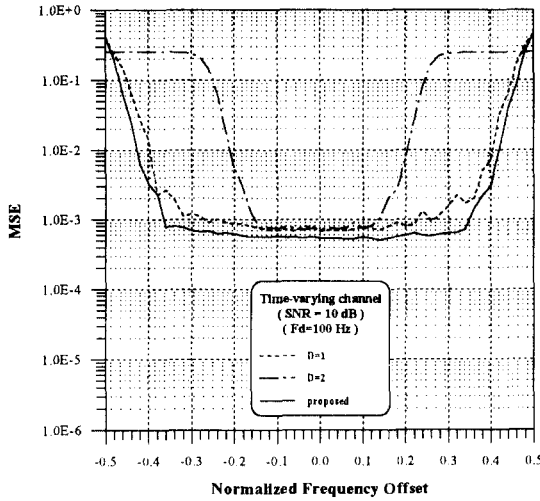
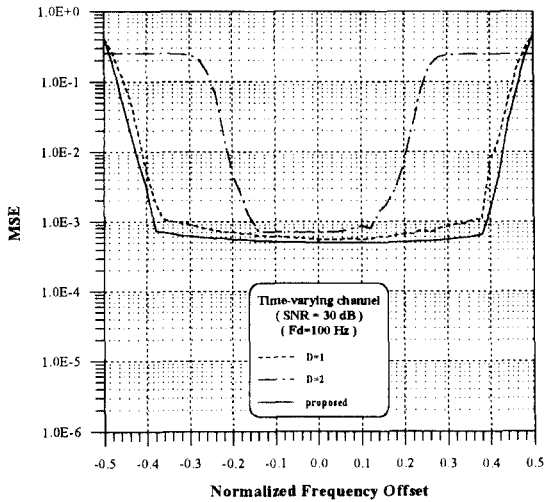


그림 5. 시변 채널에서 주파수 오프셋의 추정 (SNR = 10dB)
Fig. 5 Frequency offset estimation in a time-varying channel (SNR = 10dB)



(a)



(b)

그림 6. 시변 채널에서 주파수 오프셋 추정 오차의 분산

(a) SNR = 10dB (b) SNR = 30dB

Fig. 6 The error variances of frequency offset estimates in a time-varying channel

(a) SNR = 10dB (b) SNR = 30dB

식 (22)를 이용한 주파수 오프셋 추정 오차의 분산과 식 (17)에서 제안된 주파수 오프셋 추정 오차의 분산을 비교하기 위해 SNR이 10dB 인 경우 AWGN 채널에서 모의 실험 결과를 그림 7에 나타내었다. 여기서 두 방식의 분산 곡선이 거의 일치함을 관찰할 수 있는데, 이는 동일한 모의 실험 과정에서 각각의 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 이용하여 동시에 얻은 결과이기 때문이며, 식 (22)의 추정 알고리즘의 성능도 제안된 알고리즘에 필적함을 알 수 있다. 그러나 그림에서 알 수 있듯이 2블록에 걸쳐 인 경우에 이미 결정된 주파수 오프셋의 추정 평균한 것은 그 추적범위가 인 경우로 제한되기 때문에 더 이상 추적범위의 개선을 기대하기 어렵다. 한편 제안된 방식은 3 블록의 파일럿 심벌을 조합하여 그 위상 추이를 함께 이용함으로써 주파수 오프셋의 추정 성능과 추적 범위에서 다른 방식에 비해 보다 강건한 추정이 가능함을 그림 7의 결과로부터 확인할 수 있다.

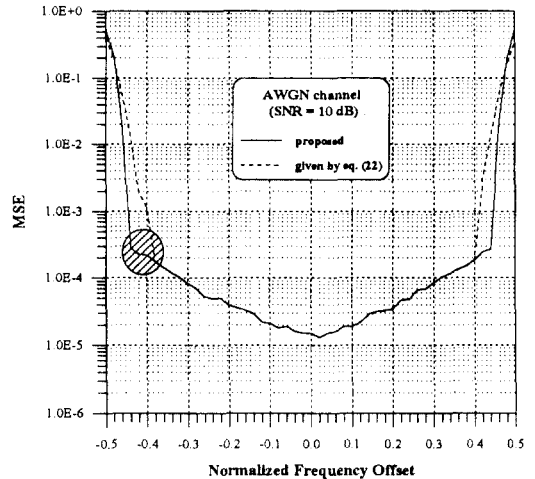


그림 7. 주파수 오프셋 추정기의 성능 비교

Fig. 7 A performance comparison of frequency offset estimators

V. 결 론

본 논문에서는 최우 추정에 기초하여 주파수 영역에서 파일럿 심벌을 이용한 주파수 오프셋 추정 기법을

제안하였으며, 제안된 방식의 주파수 오프셋 오차의 해석적인 upper bound를 유도하였다. 제안된 방식은 수신된 파일럿 심벌의 위상 정보를 사용하여 coherent한 위상 변화를 검출하고 랜덤 위상을 감소시킴으로써 주파수 오프셋 추정 성능을 향상시킬 수 있고, 제안된 주파수 오프셋 추정 기법의 해석적인 오차 upper bound가 모의 실험과 잘 일치함을 확인하였다. 또한 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 방식이 기존의 파일럿 심벌을 이용한 주파수 오프셋 추정 알고리즘에 비해 보다 넓은 추적 범위에서 낮은 분산을 가지며 특히 도플러 확산이 존재하는 주파수 선택적 시변 채널에서 좋은 성능을 나타냄을 확인 하였다.

부 록 A

식 (15), (16)에 주어진 주파수 오프셋 오차의 통계적 특성은 다음과 같이 주어진다.

식 (11)의 arg 함수를 arctan 함수로 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{\phi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \text{Im}[Y_l(p) Y_{l-1}^*(p)]}{\sum_{p=0}^{P-1} \text{Re}[Y_l(p) Y_{l-1}^*(p)]} \right\} \quad (\text{A.1})$$

$|\hat{\epsilon} - \epsilon| \ll 1/\phi$ 를 만족할 경우 tan함수는 그 argument 값으로 근사화 할 수 있으므로 추정된 주파수 오프셋의 오차는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\epsilon} - \epsilon \approx \frac{1}{\phi} \left\{ \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \text{Im}[Y_l(p) Y_{l-1}^*(p) e^{-j\phi\epsilon}]}{\sum_{p=0}^{P-1} \text{Re}[Y_l(p) Y_{l-1}^*(p) e^{-j\phi\epsilon}]} \right\} \quad (\text{A.2})$$

위 식의 분모 분자에 식(13), (14)를 대입하면 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon} - \epsilon \approx \frac{1}{\phi}$$

$$\left\{ \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \text{Im}[(\tilde{\alpha}_{l-1}(p) + \tilde{I}_l(p) + W_l(p)) e^{-j\phi\epsilon} (\tilde{\alpha}_{l-1}^*(p) + \tilde{I}_{l-1}^*(p) + W_{l-1}^*(p))]}{\sum_{p=0}^{P-1} \text{Re}[(\tilde{\alpha}_{l-1}(p) + \tilde{I}_l(p) + W_l(p)) e^{-j\phi\epsilon} (\tilde{\alpha}_{l-1}^*(p) + \tilde{I}_{l-1}^*(p) + W_{l-1}^*(p))]} \right\} \quad (\text{A.3})$$

상대적으로 높은 SNR의 경우 위 식은 다음 식으로 근사화 된다.

$$\hat{\epsilon} - \epsilon \approx \frac{1}{\phi} \left\{ \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \text{Im}[(\tilde{\alpha}_{l-1}(p)(\tilde{I}_{l-1}(p) + W_{l-1}(p)) + \tilde{\alpha}_{l-1}^*(p)(\tilde{I}_l(p) + W_l(p)) e^{-j\phi\epsilon}]}{\sum_{p=0}^{P-1} |\tilde{\alpha}_{l-1}(p)|^2} \right\} \quad (\text{A.4})$$

위 식에서 가우시안 잡음과 ICI항의 평균이 각각 $E[W] = 0$, $E[\tilde{I}] = 0$ 임을 이용하면, 추정된 주파수 오프셋 오차의 평균이 $E[\hat{\epsilon} - \epsilon | \epsilon, \{\alpha(p)\}] = 0$ 임을 쉽게 알 수 있다. 분산을 구하기 위해 식 (A.4)의 분자 항의 허수부만을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Im}[\cdot] = & \tilde{\alpha}_{l-1, R} [(\tilde{I}_{l, I} + W_{l, I}) \cos \phi\epsilon - (\tilde{I}_{l, R} + W_{l, R}) \sin \phi\epsilon \\ & - (\tilde{I}_{l-1, I} + W_{l-1, I})] - \tilde{\alpha}_{l-1, I} [(\tilde{I}_{l, R} + W_{l, R}) \cos \phi\epsilon \\ & + (\tilde{I}_{l, I} + W_{l, I}) \sin \phi\epsilon - (\tilde{I}_{l-1, R} + W_{l-1, R})] \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

위 식을 이용하여 식 (A.4)을 제곱을 취한 후, 높은 SNR일 경우 상대적으로 그 영향이 적은 항들을 0으로 근사화 하고, 평균을 취하면 다음식으로 주어진다.

$$\text{Var}[\hat{\epsilon} | \epsilon, \{\alpha(p)\}] = \frac{\sigma_w^2 + \sigma_I^2}{\phi^2 P |\tilde{\alpha}(p)|^2} \quad (\text{A.6})$$

여기서 수신된 파일럿 심벌 $\tilde{\alpha}(p)$ 는 블록 번호와 부채널 번호에 상관없는 상수, 즉 $E[\tilde{\alpha}(p)] = \tilde{\alpha}(p)$ 이고, ICI항과 가우시안 잡음항은 그 통계적 특성상 블록 번호와 부채널 번호가 다를 경우 무상관(즉, $E[\tilde{I}_k(m) \tilde{I}_l^*(n)] = \sigma_I^2 \delta_{k-l}(m-n)$, $E[W_k(m) W_l^*(n)] = \sigma_w^2 \delta_{k-l}(m-n)$)임이 가정되었다.

식 (10)의 ICI 분산 값의 upper bound와 식 (7)을 사용하여 위 식을 정리하면 다음과 같다.

$$Var[\hat{\epsilon} | \epsilon, \{\alpha(p)\}] \leq \frac{\sigma_w^2 + 0.5947 |X|^2 |H|^2 (\sin \pi \epsilon)^2}{\phi^2 P \{\sin \pi \epsilon / N \sin(\pi \epsilon / N)\}^2 |H|^2 |X(p)|^2} \quad (A.7)$$

한편, 위 식에서 파일럿 심벌과 랜덤한 QAM 심벌의 평균 전력비를 $\rho = |X(p)|^2 / |X|^2$ 로 정의하고, 분모항의 $\sin(\pi \epsilon / N)$ 가 OFDM 시스템에서 일반적으로 $\pi \epsilon \ll N$ 인 조건임을 이용하여 $\pi \epsilon / N$ 로 근사화 하면, 위 식은 다음과 같이 표현된다.

$$Var[\hat{\epsilon} | \epsilon, \{\alpha(p)\}] \leq \frac{(\pi \epsilon)^2 \{1 / (\sin \pi \epsilon)^2 + 0.5947 SNR\}}{\phi^2 \rho PSNR} \quad (A.8)$$

여기서 $SNR = |X|^2 |H|^2 / \sigma_w^2$ 이다.

부 록 B

식 (18)에 주어진 주파수 오프셋의 오차는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\epsilon} - \epsilon \approx \frac{1}{\phi} \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} \text{Im}[Y_{l-m}(p) Y_{l-m-1}^*(p) e^{-j\theta \epsilon}] \right. \\ \left. \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} \text{Re}[Y_{l-m}(p) Y_{l-m-1}^*(p) e^{-j\theta \epsilon}] \right\} \quad (B.1)$$

식 (12)~(14)의 관계를 일반화 하여 주파수 오프셋 추정 에 이용되는 모든 파일럿 심벌을 M 번째 전 수신된 파일럿 심벌을 기준으로 표현하면 다음과 같다.

$$Y_{l-m}(p) = \tilde{\alpha}_{l-M}(p) e^{j(M-m)\theta \epsilon} + \tilde{l}_{l-m}(p) + W_{l-m}(p), \\ m=0, 1, \dots, M \quad (B.2)$$

식 (B.2)를 식 (B.1)에 대입한 후 상대적으로 높은 SNR 환경의 가정을 적용하면, 식 (B.1)의 중괄호 내의 분모 항은 다음 식으로 주어진다.

$$\sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} \text{Re}[Y_{l-m}(p) Y_{l-m-1}^*(p) e^{-j\theta \epsilon}] \\ \approx \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{\alpha}_{l-M}|^2 = PM |\tilde{\alpha}_{l-M}|^2 \quad (B.3)$$

마찬가지로 분자에 주어진 허수부는 인접된 파일럿 심벌간의 공액 관계에 의해 $m=0$ 과 $m=M$ 인 항을 제

외하고 모두 서로 상쇄되어 다음 식과 같이 간단히 표현된다.

$$\sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} \text{Im}[Y_{l-m}(p) Y_{l-m-1}^*(p) e^{-j\theta \epsilon}] \\ \approx \sum_{p=0}^{P-1} \{ \tilde{\alpha}_{l-M, R} [(\tilde{l}_{l, l} + W_{l, l}) \cos M \theta \epsilon - (\tilde{l}_{l, R} + W_{l, R}) \sin M \theta \epsilon \\ - (\tilde{l}_{l-M, l} + W_{l-M, l}) - \tilde{\alpha}_{l-M, l} [(\tilde{l}_{l, R} + W_{l, R}) \cos M \theta \epsilon \\ + (\tilde{l}_{l, l} + W_{l, l}) \sin M \theta \epsilon - (\tilde{l}_{l-M, R} + W_{l-M, R})] \} \quad (B.4)$$

식 (B.3)과 (B.4)를 식 (B.1)에 대입하여 추정된 주파수 오프셋 오차의 분산을 구하는 나머지 과정은 부록 A와 동일하며 그 결과는 다음과 같이 주어진다.

$$Var[\hat{\epsilon} | \epsilon, \{\alpha(p)\}] \leq \frac{(\pi \epsilon)^2 \{1 / (\sin \pi \epsilon)^2 + 0.5947 SNR\}}{M^2 \phi^2 \rho PSNR} \quad (B.5)$$

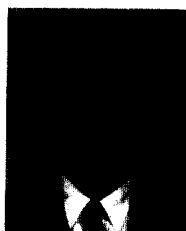
참 고 문 헌

1. J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, Jul. 1997.
2. T. Keller and L. Hanzo, "Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for wireless local area networks," *Proc. PIMRC*, pp. 963-967, 1996.
3. W. Y. Chen and D. L. Waring, "Applicability of ADSL to support video dial tone in the copper loop," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 32, no. 5, pp. 102-109, May 1994.
4. J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 17-25, Mar. 1990.
5. M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 224, pp. 3-25, Aug. 1987.
6. S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.

7. T. A. Wilkinson and A. E. Jones, "Minimization of the peak to mean envelope power ratio in multicarrier transmission schemes by block coding," *Proc. VTC*, pp. 825-829, Jul. 1995.
8. M. Russell and G. L. Stuber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," *Proc. VTC*, pp. 820-824, Jul. 1995.
9. T. Pollet, M. V. Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.
10. Y. Zhao and S-G. Haggman, "Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems - the consequences and solutions," *Proc. VTC*, pp. 1564-1568, 1996.
11. P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
12. F. Classen and H. Myer, "Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," *Proc. VTC*, pp. 1655-1659, 1994.
13. F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques," *Proc. VTC*, pp. 804-809, 1995.
14. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T), ETS-300-744, ETSI-European Telecommunications Standards Institute, Mar. 1997.



崔鍾鎬(Jong Ho Choi) 정희원
 1970年 3月 28日生
 1996年 2月: 中央大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1998年 2月: 中央大學校 電子工學科 大學院 卒業(工學碩士)
 1998年 3月~現在: 현대전자 이동통신 단말기 연구소 연구원
 ※주관심분야: 디지털 통신 시스템, 적응신호처리



趙鏞洙(Yong Soo Cho) 정희원
 1959年 9月 15日生
 1984年 2月: 中央大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1987年 8月: 延世大學校 電子工學科 大學院 卒業(工學碩士)
 1991年 5月: The University of Texas at Austin, Department of Electrical and Computer Engineering(Ph.D)
 1984年 1月~1984年 7月: 金星電氣(株) 研究員
 1992年 3月~現在: 中央大學校 電子工學科 副教授
 ※주관심분야: 통신 신호처리