

OFDM 시스템의 샘플링 주파수 옵셋 추정기법

정회원 전원기*, 조용수*

Estimation Techniques for Sampling Frequency Offset in OFDM Systems

Won-gi Jeon*, Yong-soo Cho* *Regular Members*

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 송·수신단의 샘플링 주파수가 일치하지 않으면 샘플링 주파수 옵셋에 의한 채널간 간섭(interchannel interference: ICI)이 발생하게 되어 시스템의 성능이 저하된다. 본 논문에서는 고속 전송률을 갖는 OFDM 시스템에서 샘플링 주파수 옵셋을 추정할 수 있는 두 가지 시간 영역 기법을 제안한다. 첫번째 방식은 심볼 동기화 반송파 주파수 동기가 이루어졌다는 가정하에서 송신단에서 훈련심볼을 전송한 후 수신단에서 일정 시간 간격을 갖는 두 샘플신호 사이의 위상차를 구하여 샘플링 주파수 옵셋을 추정한다. 두 번째 방식은 반송파 주파수 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 경우에 서로 다른 주파수 성분을 갖는 두 OFDM 훈련심볼과 간단한 대수 연산에 의해 두 옵셋을 동시 추정한다. 제안된 두 가지 샘플링 주파수 옵셋 추정기법은 모두 시간 영역에서 처리되므로 시간지연이 발생하지 않으며, ICI의 영향을 받지 않으므로 우수한 성능을 갖는다. 제안된 방식의 성능을 여러 가지 모의실험을 통하여 검증한다.

ABSTRACT

In an OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) system, the sampling frequency offset between the transmitter and receiver is known to cause the interchannel interference (ICI), resulting in performance degradation. In this paper, we propose two time-domain techniques to estimate the sampling frequency offset, especially for a high data-rate OFDM system. The first technique estimates the sampling frequency offset by using the phase difference between two received samples with a fixed amount of time interval, corresponding to the transmitted training symbol, under the assumption of perfect symbol and carrier offset synchronization. The second technique estimates the sampling frequency offset and carrier frequency offset jointly, when the two offsets exist together, by using two training symbols with different frequency components and using a simple algebraic calculation. The proposed estimation techniques for sampling frequency offset cause no time delay due to all time-domain processing, and have a good performance due to no ICI effect. The performances of the proposed techniques are demonstrated by various simulations.

I. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송방식은 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 최근 ADSL(Asymmetrical Digital Subscriber

Line), 무선 LAN(Wireless Local Area Network), 무선 ATM(Wireless Asynchronous Transfer Mode), DAB(Digital Audio Broadcasting), DVB(Digital Video Broadcasting) 등의 유·무선 전송 시스템 환경에 적용되어 그 우수성이 입증되었다^{[1][6]}.

* 중앙대학교 전자공학과 통신 및 신호처리 연구실(yscho@dsplab.ee.cau.ac.kr)

논문번호 : 99025-0121, 접수일자 : 1999년 1월 21일

※ 본 연구는 한국학술진흥재단 학술연구비에 의해 지원되었습니다.

OFDM 방식에서의 변·복조 과정은 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있으며, cyclic prefix를 보호구간으로 삽입하여 심볼간 간섭(intersymbol interference: ISI)과 채널간 간섭(inter-channel interference: ICI)을 제거할 수 있다^{[1][2]}. 이러한 OFDM 방식은 단일반송파 방식에 비해 등화기의 구조가 간단해지는 장점을 갖고 있으나, 복수의 부반송파를 사용하여 데이터를 블록(심볼) 단위로 처리하므로 반송파 주파수 옵셋, 심볼 타이밍 옵셋, 비선형 왜곡, 채널의 시변영향 등에 민감하게 되는 단점이 있어 OFDM 시스템 설계시 이에 대한 고려가 반드시 필요하다. 최근 OFDM 시스템의 반송파 주파수 옵셋 추정방식, 심볼 동기화 방식, 비선형 왜곡 보상 방식 등에 관한 연구가 활발히 수행되었으나, 고속 데이터 전송시 발생하는 샘플링 주파수 옵셋에 대한 연구는 많이 이루어지지 않았다^{[2][3][7][8]}.

따라서 본 논문에서는 수신단에서 샘플링 주파수 옵셋이 발생한 경우에 이를 추정할 수 있는 기법을 제안한다. 채널을 통해 수신된 OFDM 신호는 연속 시간 신호이므로 데이터 복조를 위해서는 시간 영역에서의 샘플링이 선행되어야 한다. 샘플링 된 신호는 FFT 블록을 거쳐 복조되는데 이 때 샘플링 동기가 정확히 이루어져야 올바른 복조가 이루어질 수 있다^{[9][12]}. 그러나 샘플링 주파수를 결정하는 발진기(oscillator)의 특성은 이상적이지 못하므로 일반적으로 샘플링 된 신호에는 샘플링 주파수 옵셋이 존재하게 된다. 낮은 샘플링 주파수인 경우에는 샘플링 주파수 옵셋의 크기가 미소하지만 최근의 무선 ATM, 무선 LAN 등과 같은 고속 샘플링이 이루어지는 시스템에서는 샘플링 주파수 옵셋의 영향이 크게 나타난다.

OFDM 방식에서의 샘플링 주파수 옵셋 추정에 관련하여 Schmid은 주파수 영역 추정기법을 제안하였다^[10]. 이 기법은 먼저 송신단에서 동일한 두 OFDM 심볼을 전송한 후 수신단의 주파수 영역에서 복조된 두 OFDM 심볼 사이의 상관을 취하는 형태를 갖는다. 이 기법에서는 데이터가 실린 각 부채널에서 샘플링 주파수 옵셋을 구한 후 이들을 평균하여 옵셋을 추정하는데, 샘플링 주파수 옵셋이 발생한 경우에 복조된 신호에는 ICI 왜곡이 포함되어 있으므로 이로 인해 추정성능이 저하될 수 있다. 또한 이 기법은 주파수 영역에서 수행되므로 추정 과정에서 시간지연이 발생하는 단점이 있다. 본 논문에서는 주파수 영역 추정기법의 단점을 극복하기

위해 시간 영역에서 수행할 수 있는 새로운 추정기법을 제안한다.

위에서 언급한 샘플링 주파수 옵셋 추정기법은 먼저 심볼동기와 반송파 주파수 동기가 이루어졌다는 가정하에서 성립될 수 있으며 그렇지 않은 경우에는 추정에 실패할 수 있다. OFDM 방식을 사용하는 시스템에서는 일반적으로 심볼동기를 먼저 수행하는데 심볼동기를 이루기 위한 시간 영역 기법들은 반송파 주파수 옵셋의 영향을 받지 않고 심볼동기를 이룰 수 있으며^{[13][14]}, 샘플링 주파수 옵셋의 영향도 받지 않게 된다. 그러나 반송파 주파수 옵셋 추정기법은 샘플링 주파수 옵셋에 의해 영향을 받게 되고 샘플링 주파수 옵셋 추정기법 역시 반송파 주파수 옵셋에 의해 영향을 받는다. 두 옵셋을 동시에 추정하기 위해 Nogami는 하나의 OFDM 혼련심볼을 사용하는 주파수 영역 추정기법을 제안하였다^[11]. 이 기법은 주파수 영역 파일럿 신호를 사용하는 것으로 두 가지 옵셋을 분리하여 추정할 수 있으나 이 기법 역시 주파수 영역에서 이루어지므로 추정과정에서 시간지연이 발생하며 파일럿 주파수를 추정하기 위한 별도의 처리과정이 필요하여 계산량이 많고 반송파 주파수 옵셋 추정성능이 우수하지 못한 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 제안된 샘플링 주파수 옵셋 추정기법을 이용하여 샘플링 주파수 옵셋과 반송파 주파수 옵셋을 동시에 추정하는 간단한 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II절에서는 기본적인 OFDM 시스템의 구조를 살펴본다. III절에서는 샘플링 주파수 옵셋이 발생한 경우에 복조된 신호의 형태를 살펴보고, 시간 영역에서 샘플링 주파수 옵셋을 추정하는 기법을 설명한다. IV절에서는 샘플링 주파수 옵셋과 반송파 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 경우에 두 옵셋을 분리하여 추정하는 기법을 설명한다. V절에서는 모의실험을 통해 본 논문에서 제안된 기법의 추정성능을 살펴보고, VI절에서 결론을 내린다.

II. OFDM 시스템의 기본구조

그림 1에 나타나 있는 OFDM 시스템에서 입력 비트열은 에러정정 부호화기와 인터리버를 거쳐 M -ary 심볼로 맵핑되며, N 개의 심볼은 직·병렬 변환기를 거쳐 N 개의 부반송파에 의해 변조된다. 채널로 전송되는 OFDM 신호는 기저대역에서 다음과 같이 표현된다^[1].

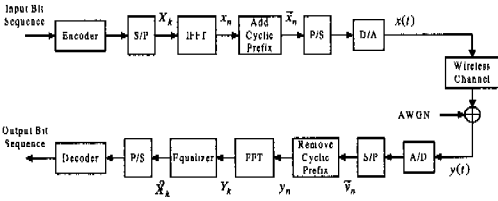


그림 1. 기저대역 OFDM 시스템의 블록도

$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} \phi_k(t - lT_{sym}) \quad (1)$$

여기서 l 은 OFDM 심볼주기 인덱스를, k 는 부채널의 위치를 나타내며, 따라서 $X_{l,k}$ 는 l 번째 심볼주기에 k 번째 부채널로 전송되는 데이터 심볼을 의미한다. T_{sym} 은 OFDM 심볼주기를 나타내며, 이는 N 개의 $X_{l,k}$ 가 전송되는 시간이 된다. $\phi_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$\phi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & -T_C \leq t < T_{sub} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

여기서 f_k 는 k/T_{sub} 로 k 번째 부채널의 부반송파를 나타내며, T_{sub} 는 실제 유효 데이터가 전송되는 시간을 나타낸다. T_C 는 보호구간에 사용된 cyclic prefix이므로 T_{sym} 은 $T_{sub} + T_C$ 가 된다.

l 번째 심볼주기에서 전송되는 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j2\pi f_k (t - lT_{sym})}, \quad lT_{sym} - T_C \leq t < (l+1)T_{sym} - T_C \quad (3)$$

식 (3)은 연속시간의 형태로 표현되어 있지만 실제 구현은 이산화 형태로 할 수 있다. 즉 식 (3)을 샘플링 주파수 T_s 로 이산화 한다고 가정하자. 그러면 변조된 OFDM 심볼은 유효 데이터에 대한 샘플 N 개와 cyclic prefix에 대한 샘플 N_C 의 합이 되고 T_s 는 $T_{sym}/(N+N_C) = T_{sub}/N$ 가 된다. 그러면 l 번째 심볼주기에서 이산화된 신호는 $n=0, 1, \dots, N-1$ 에서 다음과 같이 표현된다.

$$x_{l,n} = x_l(t) |_{lT_{sym} + nT_s} = \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j2\pi k n / N} \quad (4)$$

따라서 $x_{l,n}$ 은 $X_{l,k}$ 의 IFFT에 의해 고속으로 구할 수 있다.

식 (3)의 OFDM 신호를 실제로 무선채널로 전송

하기 위해서는 반송파 주파수를 사용한다.

$$x_c(t) = e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j2\pi f_k (t - lT_{sym})} \quad (5)$$

여기서 f_c 는 반송파 주파수를 나타낸다. 이 신호는 다중경로 채널을 통과해 수신단에 도달하는데 그 표현은 다음과 같다.

$$y_c(t) = x_c(t) * h(t) + w(t) \quad (6)$$

여기서 $h(t)$ 는 다중경로를 갖는 무선채널의 임펄스 응답을 나타내며, 일반적으로 각 경로의 지연시간과 각 경로의 gain으로 표현된다. $w(t)$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN: additive white Gaussian noise)을 나타낸다. 식 (6)에서 $x_c(t)$ 는 cyclic prefix가 더해진 신호이며 만약 cyclic prefix의 길이가 채널의 최대지연확산(maximum delay spread)보다 긴 경우에 채널과의 주기적 콘볼루션(cyclic convolution)이 이루어지게 된다. 수신단에서는 채널을 통과해 수신된 신호 $y_c(t)$ 를 먼저 수신단에서의 반송파 주파수 f'_c 를 사용하여 기저대역 신호로 변환시키며 이는 다음과 같이 표현된다.

$$y_l(t) = e^{j2\pi \Delta f_c t} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi f_k (t - lT_{sym})} + w_l(t), \quad lT_{sym} - T_C \leq t < (l+1)T_{sym} - T_C \quad (7)$$

여기서 Δf_c 는 $f_c - f'_c$ 으로 송신기와 수신기의 반송파 주파수 옵셋을 나타낸다. $y_l(t)$ 를 $\sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi f_k t}$ 로 표현한 것은 cyclic prefix의 길이가 채널의 지연확산시간보다 길어 식 (6)에서의 콘볼루션이 주기적 콘볼루션이 되었다는 가정하에서 이루어진 것이다. 만약 반송파 주파수 동기($\Delta f_c = 0$)와 심볼동기가 이루어진 경우에 샘플링 시간 $\Delta f_c = 0$ 에 샘플링 된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_{l,n} = \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi k n / N} + w_{l,n}, \quad -N_C \leq n \leq N-1 \quad (8)$$

여기서 $w_{l,n}$ 은 AWGN의 이산시간 표현이다. 이 신호에서 보호구간이 제거되고 나머지 $0 \leq n \leq N-1$ 에서의 샘플이 FFT를 통해 복조된다.

$$Y_{l,m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi k n / N} \right\} e^{-j2\pi m n / N} + W_{l,m} = X_{l,m} H_{l,m} + W_{l,m}, \quad -N_C \leq n \leq N-1 \quad (9)$$

여기서 $W_{l,m}$ 은 $w_{l,n}$ 의 주파수 영역 표현이다. 결국 반송파 주파수 동기가 이루어진 경우에 k 번째 부채널에서의 복조신호는 l 번째 심볼주기에 k 번째 부채널로 전송된 $X_{l,m}$ 과 m 번째 부채널에서의 채널의 주파수 응답 $H_{l,m}$ 의 곱으로 표현된다.

III. 샘플링 주파수 옵셋과 추정기법

수신단에서 샘플링 주파수가 일치하는 경우에 복조된 신호는 식 (9)로 표현지만 ADC(Analog-to-Digital Converter)의 주파수를 결정하는 발전기의 특성은 이상적이지 못하여 송·수신단의 샘플링 주파수가 정확히 일치하는 경우는 매우 드물다. 따라서 샘플링된 수신신호에는 샘플링 주파수 옵셋이 존재하게 되어 복조된 신호는 식 (9)와 다른 형태로 나타나게 되므로 이를 정확히 추정하여 보상해야 한다.

본 논문에서는 비동기식 OFDM 시스템에서 샘플링 주파수 옵셋이 존재하는 경우에 복조된 OFDM 신호의 형태를 살펴본 후, 샘플링 주파수 옵셋을 추정하는 기법을 제안한다. 본 절에서는 샘플링 주파수 옵셋만을 고려하므로 송·수신단의 반송파 주파수는 일치한다고 가정하며, 반송파 주파수 옵셋이 함께 존재할 때의 추정기법은 IV 절에서 논한다.

1. 샘플링 위상 옵셋

본 절에서는 먼저 샘플링 위상 옵셋만이 존재하는 경우에 대해 수신신호를 분석한다. 샘플링 위상 옵셋을 θ 라고 하면 샘플링 시간 $t = lT_{sym} + nT_s + \theta$ 에 샘플링 된 신호는 식 (8)에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$y_{l,n} = \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi(n+\theta)k/N} + w_{l,n+\theta} \quad (10)$$

이 신호는 FFT에 의해 복조되며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{l,m} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi kn/N} e^{j2\pi n\theta/N} \right\} \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi mn/N} + W_{l,m} \\ &= X_{l,m} H_{l,m} e^{j2\pi m\theta/N} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n \frac{(k-m)}{N}} \right\} e^{j2\pi k \frac{\theta}{N}} \\ &\quad + W_{l,m} \end{aligned} \quad (11)$$

위 식에서 두번째 항의 괄호안의 값은 0이므로

$Y_{l,m}$ 은 $X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi m\theta/N} + W_{l,m}$ 이 된다. 여기서 샘플링 위상 옵셋이 존재하는 않는다면($\theta=0$) $Y_{l,m}$ 은 $X_{l,m} H_{l,m} + W_{l,m}$ 이 되어 채널에 의한 왜곡과 AWGN만이 존재하게 된다. 그러나 옵셋이 존재하는 경우($\theta \neq 0$)에는 $e^{j2\pi m\theta/N}$ 에 의해 $X_{l,m} H_{l,m}$ 의 위상이 회전하게 되며, 이 때 회전량은 부채널 인덱스(m)와 위상옵셋의 크기(θ)에 비례하게 된다. 이러한 샘플링 주파수 옵셋에 의한 왜곡은 수신단의 주파수 영역에서의 곱셈왜곡으로 나타나기 때문에 채널 추정과정에서 채널의 페이딩 왜곡과 함께 추정되어 단일펄 등화기로 간단히 보상할 수 있으므로 시스템의 성능에 영향을 주지 않는다. 즉 m 번째 부채널에서의 왜곡 $H_{l,m} e^{j2\pi m\theta/N}$ 을 추정하여 영강압 기준의 등화기로 보상하면 전송된 데이터 심볼 $X_{l,m}$ 을 복원할 수 있다.

2. 샘플링 주파수 옵셋

다음은 샘플링 주파수 옵셋이 발생한 경우에 수신신호의 형태를 살펴본다. 수신단에서의 샘플링 주기를 T_s' 라고 하면 이는 $T_s + \Delta T_s$ 가 되며 송·수신단의 샘플링 주파수와 일치하게 되면 ΔT_s 는 0이 된다. 여기서 샘플링 주기 T_s 로 정규화된 ΔT_s 를 $\tau_s (= \Delta T_s / T_s)$ 로 정의하고 이를 샘플링 주파수 옵셋(또는 샘플링 주기 옵셋)이라고 부른다. 그림 2는 송수신단의 샘플링 주파수 옵셋이 존재하는 경우의 샘플링 과정을 나타내고 있는데, 송신신호 x_n (■)의 위치와 수신신호 y_n (●)의 위치가 다르다.

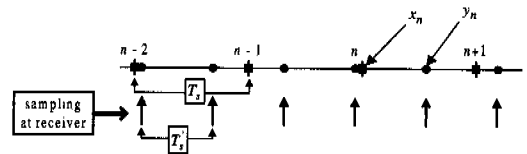


그림 2. 샘플링 주파수 옵셋이 발생할 때의 수신단의 시간 영역에서의 샘플링 과정

샘플링 주파수 옵셋이 발생한 경우 샘플링 된 신호는 기저대역 신호인 식 (7)로부터 얻을 수 있다. 즉 수신단의 샘플링 주파수가 $T_s' = T_s + \Delta T_s$ 인 경우 샘플링 시간 $t = lT'_{sym} + nT'_s$ 에 샘플링 된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_{l,n} = \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi \frac{k}{NT_s'} (lT'_{sym} + nT'_s - lT_{sym})} + w_{l,n} \quad (12)$$

식 (12)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 y_{l,n} &= \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi \frac{k}{NT_s} (KN+N_0)T_s + nT_s - (KN+N_0)T_s} \\
 &\quad + w_{l,n} \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi \frac{kn(1+\tau_s)}{N}} e^{j2\pi k(1+\frac{N_0}{N})\tau_s} \\
 &\quad + w_{l,n}
 \end{aligned} \tag{13}$$

FFT에 의해 복조된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 Y_{l,m} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi \frac{k}{N} (N+N_0)\tau_s} \\
 &\quad \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(n(k(1+\tau_s)-m))}{N}} + W_{l,m} \\
 &= a_{l,m} + \beta_{l,m} + W_{l,m}, \quad 0 \leq m \leq N-1
 \end{aligned} \tag{14}$$

여기서 $a_{l,m}$ 과 $\beta_{l,m}$ 은 다음과 같다.

$$a_{l,m} = \frac{1}{N} X_{l,m} H_{l,m} e^{j2\pi \frac{m}{N} (N+N_0)\tau_s} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{nm\tau_s}{N}} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 \beta_{l,m} &= \frac{1}{N} \sum_{k \neq m}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi \frac{k}{N} (N+N_0)\tau_s} \\
 &\quad \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(n(k(1+\tau_s)-m))}{N}}
 \end{aligned} \tag{16}$$

식 (15)를 살펴보면 크게 3개 항의 곱, 즉 $a_{l,m} = a_{l,m} b_{l,m} c_{l,m}$ 으로 구성되어 있음을 알 수 있고, 이 때 $a_{l,m}$, $b_{l,m}$, $c_{l,m}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$a_{l,m} = \frac{1}{N} X_{l,m} H_{l,m}$$

$$b_{l,m} = e^{j2\pi \frac{m}{N} (N+N_0)\tau_s}$$

$$c_{l,m} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{nm\tau_s}{N}}$$

$a_{l,m}$ 은 샘플링 주파수 옵셋과 반송파 주파수 옵셋이 없을 경우에 표현되는 복조신호이다. $b_{l,m}$ 은 샘플링 주파수 옵셋과 심볼 인덱스, 보호구간의 길이와 관계된 왜곡이고, $c_{l,m}$ 은 심볼 인덱스, 보호구간의 길이에 관계없이 샘플링 주파수 옵셋에 의해 발생하는 왜곡을 나타낸다. 만약 샘플링 주파수 옵셋이 없다면 $b_{l,m}$ 은 1이 되고 $c_{l,m}$ 은 m 에 관계없이 N 이 되어 $a_{l,m}$ 은 $X_{l,m} H_{l,m}$ 이 된다. 식 (16)은 샘플링 주파수 옵셋에 의해 발생한 ICI로 샘플링 주

파수 옵셋이 없을 경우에 0이 됨을 쉽게 알 수 있다. 결국 샘플링 주파수 옵셋에 의해 곱셈 왜곡과 ICI 왜곡이 발생하게 되며 일반적인 채널추정기법과 동화기법에 의해 보상할 수 없게 된다.

3. 샘플링 주파수 옵셋의 추정기법

Schmidl은 반송파 주파수 옵셋이 보상되었다는 가정하에 주파수 영역에서의 샘플링 주파수 옵셋 추정기법을 제안하였다^[10]. 이 기법은 송신단에서 동일한 두 OFDM 심볼을 전송한 후 수신단의 주파수 영역에서 복조된 두 OFDM 심볼 사이의 상관을 취하는 형태를 갖는다. 이 기법은 주파수 영역에서 이루어지는데, 샘플링은 시간 영역에서 이루어지므로 추정과정에서 시간지연이 발생하는 단점이 있다.

이와 같은 단점을 제거하기 위해 시간 영역 추정 기법을 제안한다. 시간 영역 추정기법은 식 (13)의 신호를 이용하는데 식 (13)을 식 (8)과 비교해 보면 샘플링 주파수 옵셋에 의해 $e^{j2\pi kn\tau_s/N} e^{j2\pi k(1+N_0/N)\tau_s}$ 항이 발생한 것을 알 수 있다. 따라서 이 식으로부터 τ_s 를 추정할 수 있다. τ_s 를 추출하기 위해 송신단에서 하나의 OFDM 훈련심볼을 전송하고 수신단에서는 수신된 샘플신호 사이의 위상차를 구하여 샘플링 주파수 옵셋을 추정하는데 이를 위해 다음의 과정을 수행한다.

$$\begin{aligned}
 y_{l,n}^* y_{l,n+v} &= \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi \frac{kn}{N} (1+\tau_s)} + w_{l,n} \right)^* \\
 &\quad \cdot \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi \frac{k(n+v)}{N} (1+\tau_s)} + w_{l,n+v} \right) \\
 &\quad 0 \leq n \leq N-1-v \tag{17}
 \end{aligned}$$

여기서 $y_{l,n+v}$ 는 샘플링 시간 n 에서 v 샘플만큼 지연된 시간에서의 샘플신호를 나타낸다. 그런데 위 식에서 $y_{l,n}$ 은 샘플링 주파수 옵셋에 관련된 N 개의 항들로 구성되어 있기 때문에 식 (17)에서 τ_s 를 구하기가 쉽지 않다. 이를 해결하기 위해 l 번째 송신 심볼 $X_{l,k}$ 를 훈련심볼로 구성할 때 N 개의 데이터 심볼중 하나의 부채널에만 0이 아닌 데이터 심볼을 할당하고 나머지 부채널에 0을 할당한다. 그러면 식 (13)의 $y_{l,n}$ 은 τ_s 에 관련된 한 개의 항만을 갖게 되어 식 (17)에서 쉽게 τ_s 를 구할 수 있게 된다. 즉, 식 (17)에서 τ_s 를 간단히 추정하기 위해서 송신단에서 다음과 같이 훈련심볼을 구성한다.

$$X_{l,k} = \gamma \delta_{l,k-K}, \quad 0 \leq k \leq N-1,$$

$$K \in \{1, 2, \dots, N-1\} \quad (18)$$

여기서 γ 는 하나의 부채널에만 데이터를 할당함으로써 인해 발생하는 전력의 감소를 방지하기 위한 gain값이다. 식 (18)을 이용하면 식 (17)은 다음과 같이 정리된다.

$$y_{i,n}^* \nu_{i,n+v} = |X_{i,K} H_{i,K}|^2 e^{j2\pi \frac{Kv}{N}(1+\tau_s)} + (X_{i,K}^* H_{i,K}^*) e^{-j2\pi \frac{Kv}{N}(1+\tau_s)} w_{i,n+v} + (X_{i,K} H_{i,K}) e^{j2\pi \frac{K(n+v)}{N}(1+\tau_s)} w_{i,n}^* + w_{i,n}^* w_{i,n+v} \quad (19)$$

식 (19)에서 우변의 첫번째 항은 샘플링 시간 n 에 상관없는 값이 되어 여기에서 위상을 구하면 τ_s 를 추정할 수 있게 된다. 그러나 식 (19)에는 그 외에도 나머지 3개의 항이 왜곡으로 존재하게 되므로 그 영향을 제거하기 위해 n 에 대한 평균을 취하는데 이 때 다음의 성질을 이용한다.

$$E[e^{j2\pi \frac{Kn(1+\tau_s)}{N}} w_{i,n}] = E[e^{j2\pi \frac{Kn(1+\tau_s)}{N}}] E[w_{i,n}] = 0 \quad (20)$$

$$E[w_{i,n}^* w_{i,n+v}] = E[w_{i,n}^*] E[w_{i,n+v}] = 0 \quad (21)$$

식 (20)과 (21)의 성질을 이용하면 식 (19)의 기대값은 다음의 식으로 근사화 된다.

$$E[y_{i,n}^* \nu_{i,n+v}] = |X_{i,K} H_{i,K}|^2 e^{j2\pi \frac{Kv}{N}(1+\tau_s)} \quad (22)$$

식 (22)에서 샘플링 주파수 음셋에 관한 정보는 우변의 위상 부분에 있으므로 식 (22)의 위상성분을 다음과 같이 구한다.

$$\angle E[y_{i,n}^* \nu_{i,n+v}] = 2\pi \frac{Kv}{N}(1+\tau_s) \quad (23)$$

식 (23)으로부터 최종적으로 샘플링 주파수 음셋을 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\tau}_s = \left\{ \frac{1}{2\pi} \frac{N}{Kv} (\angle E[y_{i,n}^* \nu_{i,n+v}]) - 1 \right\} \quad (24)$$

제안된 기법의 계산량을 살펴보면 가장 크게 영향을 주는 것이 식 (22)이며 여기서 필요한 곱셈과 덧셈의 회수는 각각 $N-v$, $N-1-v$ 가 된다. N 이 주어진 상황에서 이 계산량은 v 에 의해 결정되는데 v 는 1과 $N-1$ 사이의 값이므로 곱셈과 덧셈의 회수도 각

각 $N-1$ 과 1사이, $N-2$ 와 0 사이의 값이 된다. 만약 제안된 기법에서 Schmid의 기법처럼 2개의 OFDM 혼련심볼을 사용하면 식 (17)에서 $2N-v$ 번의 곱셈과 $2N-1-v$ 덧셈을 수행하면 되는데 큰 v 를 사용하면 계산량을 감소시킬 수 있다. 제안된 기법에서는 관련 파라미터 선정시에 위상의 불연속점에 유의해야 한다. 즉 식 (23)을 사용하여 위상을 구하는 과정에서 \arctan 함수를 이용하는데, 이 때 블록 크기 N 과 K , v 파라미터의 조합에 의해 위상의 불연속점이 발생한다. $2\pi K v(1+\tau_s)/N$ 에서 $2Kv/N$ 이 홀수인 경우에는 위상값이 정의되어 있지 않으므로 잘못된 값을 갖게 되어 블록 크기 N 이 정해진 상황에서 K 와 v 를 선정할 때 이러한 현상을 고려해서 $2Kv/N$ 가 홀수가 되지 않도록 해야 한다. 또한 τ_s 에 의해 불연속점이 약간 변동될 수 있으므로 이의 영향을 받지 않도록 가능한 한 인접한 두 홀수의 중간값이 되도록 K 와 v 를 정해야 한다. 즉, 위상의 불연속점은 $2Kv/N=2I+1$, ($I=0,1,\dots$)를 만족하는 K 와 v 의 조합에서 발생하므로 다음의 규칙에 의해 K 와 v 를 선정한다.

$$\frac{(2I+1)N}{2} < Kv < \frac{(2(I+1)+1)N}{2} \quad \text{for } I=0,1,\dots \quad (25)$$

IV. 반송파 주파수 음셋과 샘플링 주파수 음셋의 동시추정기법

1. 반송파 주파수 음셋과 샘플링 주파수 음셋

III절에서는 OFDM 심볼동기와 반송파 주파수 동기가 이상적으로 이루어져 있다는 가정을 하였다. 본 절에서는 반송파 주파수 음셋과 샘플링 주파수 음셋이 동시에 존재하는 상황에서의 복조된 신호의 형태와 반송파 주파수 음셋이 샘플링 주파수 음셋에 미치는 영향을 살펴본다. 그리고 III절에서 제안된 기법을 이용하여 두 가지 음셋을 동시에 추정할 수 있는 기법을 제안한다. 여기서는 OFDM 심볼의 심볼동기가 이루어졌다는 가정을 한다.

샘플링 주파수 음셋과 반송파 주파수 음셋이 모두 존재하는 상황에서의 수신신호를 살펴보자. 먼저 I 번째 심볼주기에서 기저대역으로 변환된 신호를 다시 정의하면 다음과 같다.

$$y(t) = e^{-j2\pi f_c t} y_c(t) = e^{j2\pi \Delta f_c t} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} H_{i,k} e^{j2\pi f_c (t-IT_{sm})} \quad (26)$$

여기서는 표현을 간단히 하기 위해 잡음항을 제외시켰다. 이 신호는 $t = lT'_{sym} + nT'_s = (KN + N_G)T'_s + nT'_s$ 에서 샘플링 되어 다음과 같은 형태가 된다.

$$y_{l,n} = p_{l,n}q_{l,n} \quad (27)$$

여기서 $p_{l,n}$ 과 $q_{l,n}$ 은 각각 다음과 같다.

$$p_{l,n} = e^{j2\pi\frac{\epsilon}{N}(KN+N_G)+m(1+\tau_s)} \quad (28)$$

$$q_{l,n} = \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi\frac{kl}{N}(N+N_G)\tau_s} e^{j2\pi\frac{kn}{N}(1+\tau_s)} \quad (29)$$

결국 식 (26)은 다음과 같이 표현된다.

$$y_{l,n} = e^{j2\pi\frac{\epsilon}{N}(KN+N_G)+m(1+\tau_s)} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi\frac{kl}{N}(N+N_G)\tau_s} e^{j2\pi\frac{kn}{N}(1+\tau_s)} \quad (30)$$

복조신호는 식 (30)을 FFT하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{l,m} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_{l,n} e^{-j2\pi mn/N} \\ &= \frac{1}{N} e^{j2\pi\frac{\epsilon}{N}(KN+N_G)(1+\tau_s)} \{X_{l,m} H_{l,m} \\ &\quad \cdot e^{j2\pi\frac{m}{N}(N+N_G)\tau_s} \sum_{n=0}^{N-1} \{e^{j2\pi\frac{n}{N}(\epsilon(1+\tau_s)+m\tau_s)}\} \\ &\quad + ICI_{l,m}\} \end{aligned} \quad (31)$$

여기서 $ICI_{l,m}$ 은 다음과 같다.

$$ICI_{l,m} = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi\frac{kl}{N}(N+N_G)\tau_s} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \{e^{j2\pi\frac{n}{N}(\epsilon(1+\tau_s)+(k(1+\tau_s)-m))}\}$$

식 (30)과 식 (31)을 살펴보면 시간 영역이나 주파수 영역의 수신신호는 반송파 주파수 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋의 영향을 모두 포함하고 있음을 알 수 있다. 특히, 식 (31)에 Schmid의 샘플링 주파수 옵셋 추정기법이나 III절에서 제안된 시간 영역 추정기법을 적용시키면 이 때 추정되는 값은 ϵ 과 τ_s 의 곱이므로 두 옵셋에 관한 정확한 추정이 불가능하게 된다. 따라서 다음에는 두 옵셋이 동시에 존재하는 상황에서 두 옵셋을 분리하여 동시에 추정할 수 있는 기법을 제안한다.

2. 반송파 주파수 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋의 추정기법

반송파 주파수 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋을 동시에 추정할 수 있는 기법으로 주파수 영역에서의 파일럿 신호를 이용하는 기법이 있다^[11]. 이 기법에서는 먼저 P 개의 특정 부채널에 파일럿 신호를 할당하고 나머지 부채널에는 '0'을 할당하는 방법으로 1 OFDM 혼련심볼을 구성한다. 수신단에서는 주파수 영역에서 인접한 두 파일럿 부채널의 주파수를 $P/2$ 개 추정하여 두 옵셋을 분리하여 추정하고 있다. 이 기법은 1 OFDM 심볼을 이용하여 두 옵셋을 분리하여 동시에 추정할 수 있으나 부채널의 주파수 추정과정을 포함한 전체 과정이 복잡하여 계산량이 많아지는 단점이 있다. 또한 반송파 주파수 옵셋추정 범위는 매우 넓지만 결정적으로 반송파 주파수 옵셋추정의 정확도가 우수하지 못한 단점도 갖고 있다. 이에 본 절에서는 적은 계산량과 비교적 우수한 성능을 갖는 간단한 동시 추정기법을 제안한다.

반송파 주파수 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋을 분리하여 추정하기 위해 III절에서 제안된 기법을 이용한다. 먼저 샘플링 주파수 옵셋만이 존재하는 경우의 시간 영역 수신신호식 (13)과 샘플링 주파수 옵셋과 반송파 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 경우의 식 (30)을 비교해 보면 두 식의 차이점은 exponential 항뿐이다. 이 exponential 항에는 두 옵셋(ϵ, τ_s)에 관한 정보가 포함되어 있으므로 이 정보를 추출하기 위해 III절과 동일한 추정기법을 사용한다. 먼저 식 (30)에서 덧셈항을 제거하기 위해 K 번째 부채널에만 0이 아닌 데이터를 전송하고 나머지 부채널에는 0을 할당한다. 그리고 식 (30)의 $y_{l,n}$ 과 이의 지연된 신호 사이의 상관을 취한 후 III절과 동일한 방법을 적용시키면 결과적으로 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$E[y_{l,n}^* y_{l,n+v}] = |X_{l,K} H_{l,K}|^2 e^{j2\pi\frac{v}{N}(1+\tau_s)(\epsilon+K)} \quad (32)$$

여기에서 위상을 구하면 다음과 같다.

$$(1+\tau_s)(\epsilon+K) = \frac{N}{2\pi v} \angle E[y_{l,n}^* y_{l,n+v}] \quad (33)$$

위 식은 샘플링 주파수 옵셋만이 존재하는 식 (23)과는 달리 반송파 주파수 옵셋도 포함되어 식 (33)만을 이용해서는 두 옵셋을 분리하여 추정하는 것이 불가능하다. 그러나 식 (33)을 살펴보면 K 에 따라 양변의 값이 달라지게 되는 것을 알 수 있다. 이러한 특성을 이용하면 두 옵셋을 분리하여 추정

할 수 있으며 이를 위해 하나의 OFDM 훈련심볼을 추가로 이용한다. 즉, 첫번째 OFDM 심볼에서 $K=x_1 \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ 번째 부채널에만 데이터를 할당하고 나머지 부채널에 0을 삽입하여 훈련심볼을 구성한 후 다음을 구한다.

$$S_1 = (1 + \tau_s)(\epsilon + x_1) = \frac{N}{2\pi\nu_1} \angle E[y_{i,n}^* \nu_{i,n+\nu_1}] \quad (34)$$

그리고 두번째 OFDM 심볼에서는 $K=x_2 \in \{1, \dots, N-1\} - \{x_1\}$ 번째 부채널에만 데이터를 할당하여 훈련심볼을 구성한 후 다음을 구한다.

$$S_2 = (1 + \tau_s)(\epsilon + x_2) = \frac{N}{2\pi\nu_2} \angle E[y_{i,n}^* \nu_{i,n+\nu_2}] \quad (35)$$

결과적으로 두 미지수에 ϵ , τ_s 에 대한 두 개의 다항식을 얻었으므로 간단한 연산에 의해 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{S_2 x_1 - S_1 x_2}{S_1 - S_2}, \quad \hat{\tau}_s = \frac{S_1 - S_2}{x_1 - x_2} - 1 \quad (36)$$

지금까지 설명한 샘플링 주파수 옵셋 추정기법은 반송파 주파수 옵셋만이 존재하는 경우의 추정기법으로 변경시킬 수 있다. 즉, 심볼동기와 샘플링 주파수 동기가 이루어진 경우에 반송파 주파수 옵셋을 추정하기 위해 식 (18)의 훈련심볼을 전송한 후 수신단에서 두 샘플사이의 위상차를 구하면 다음과 같이 반송파 주파수 옵셋을 추정할 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \frac{N}{\nu} (\angle E[y_{i,n}^* \nu_{i,n+\nu}]) - K \right\} \quad (37)$$

V. 모의 실험

제안된 샘플링 주파수 옵셋 추정 기법의 성능을 평가하기 위해 모의실험을 수행하였다. 송신심볼은 16-QAM 성상도를 가지며 FFT 크기는 64, 보호구간은 16 샘플이다. 무선채널은 52 Hz의 도플러 주파수를 갖는 two-path 채널을 사용하였는데 두번째 경로는 첫번째 경로와 동일한 전력을 가지면서 첫번째 경로로부터 4번째 샘플 지연된 곳에서 발생하는 것으로 가정하였다. 각 경로는 Jakes의 모델을 사용하여 구현하였다^[15]. 반송파 주파수(f_c)는 5.2 GHz, 데이터 전송률은 25 Mbps로 설정하였으며, 설정된 데이터 전송률을 얻기 위해서 심볼주기

(T_{sym})는 10.24 μ s가 되고, 샘플링 주기(T_s)는 128 ns가 되어 전체 대역폭은 7.8125 MHz가 된다. 제안된 추정기법의 성능 평가 기준은 다음과 같다.

$$MSE = E[(\tau_s - \hat{\tau}_s)^2] \quad (38)$$

$$MSE = E[(\epsilon - \hat{\epsilon})^2] \quad (39)$$

그림 3은 AWGN 채널에서 제안된 기법과 Schmidl 기법의 SNR에 따른 추정성능을 비교하여 보여주는데 제안된 기법은 1 OFDM 심볼을 사용하는 경우와 2 OFDM 심볼을 사용하는 경우에 대해 비교하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안된 기법은 1 OFDM 심볼만을 사용할 경우 Schmidl의 기법보다 MSE가 크게 나타난다. SNR이 20 dB인 경우 Schmidl의 기법은 약 4×10^{-9} 의 MSE를 나타내는 반면 제안된 기법은 약 6×10^{-9} 의 MSE를 나타내고 있다. 이와 같이 1 OFDM 심볼을 사용하는 제안된 기법은 시스템에서 요구하는 샘플링 주파수 옵셋 추정을 위한 오버헤드(overhead)가 1 OFDM 심볼로 제한된 경우에 적은 계산량으로 약간의 성능감소를 감수하고 사용할 수 있다. 그러나 시스템에서 오버헤드의 증가를 감수하고 보다 정밀한 추정을 요구하는 경우에는 2 OFDM 심볼을 사용한 제안된 추정기법을 사용할 수 있다. 제안된 기법에서 Schmidl의 기법과 동일한 2 OFDM 심볼을 사용하게 되면 MSE가 약 8×10^{-10} 이 되어 보다 우수한 추정성능을 가지게 된다. 이 실험에서 사용한 제안된 기법의 파라미터는 1 OFDM 심볼을 사용한 경우 K 는 63, ν 는 45로 19번의 곱셈과 18번의 덧셈이 수행된다. 2 OFDM 심볼을 사용한 경우에 K 는 63, ν 는 81을 사용하였으며 47번의 곱셈과 46번의 덧셈이 수행된다.

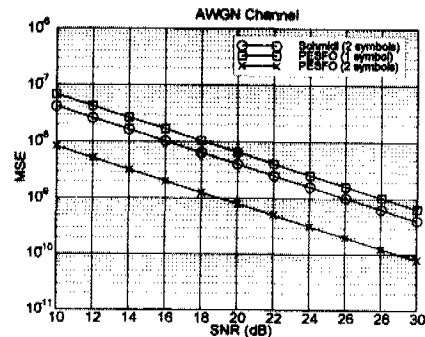


그림 3. AWGN 채널에서 SNR에 따른 샘플링 주파수 옵셋 추정성능

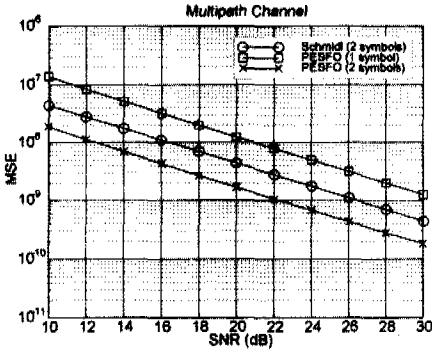


그림 4. 다중경로 채널에서 SNR에 따른 샘플링 주파수 옵셋 추정성능

그림 4는 다중경로 채널에서의 성능을 보여주고 있는데 제안된 기법의 성능이 AWGN 채널에서의 성능에 비해 약간 저하되었으나 2 OFDM 심볼을 사용한 경우의 성능이 Schmid의 기법보다 여전히 우수하게 나타나는 것을 볼 수 있다.

그림 5에서는 SNR이 20 dB인 다중경로 채널에서 샘플링 주파수 옵셋을 0.0001에서 0.001까지 변화시키면서 제안된 추정기법과 Schmid 기법의 성능을 비교하였다. 두 기법 모두 샘플링 주파수 옵셋에 관계없는 성능을 나타내고 있는데 2 OFDM 심볼을 사용한 제안된 기법의 성능이 가장 우수함을 알 수 있다.

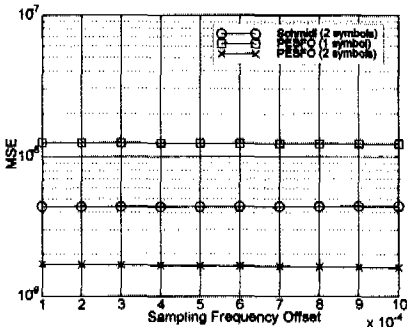


그림 5. 샘플링 주파수 옵셋의 변화에 따른 추정성능 비교

다음은 반송파 주파수 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 상황에서의 추정성능을 비교하였다. 그림 6은 Schmid이 제안한 반송파 주파수 옵셋 추정기법, 본 논문에서 제안한 반송파 주파수 옵셋 추정기법(PECFO), 그리고 동시추정기법(PJESFO)의 추정성능을 보여주며, 그림 7은 Schmid이 제안한 샘플링 주파수 옵셋 추정기법, 본 논문에서 제안한 샘플링 주파수 옵셋 추정기법(PESFO), 그리고 동시추정기법(PJESFO)의 추정성능을 보여주고 있다.

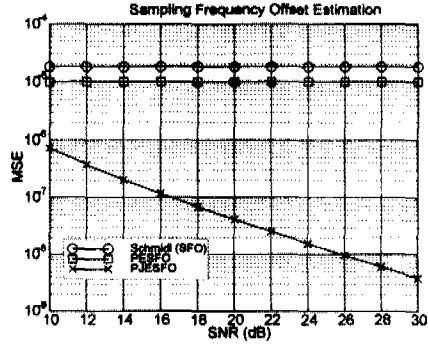


그림 6. SNR에 따른 샘플링 주파수 옵셋의 추정성능 ($\epsilon=0.2$, $\tau_s=3 \times 10^{-4}$, $x_2=63$, $v_1=42$, $v_2=52$)

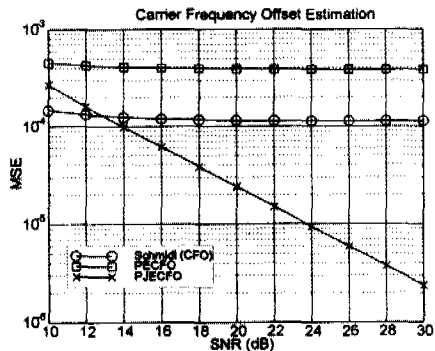


그림 7. SNR에 따른 반송파 주파수 옵셋의 추정성능 ($\epsilon=0.2$, $\tau_s=3 \times 10^{-4}$, $x_2=63$, $v_1=42$, $v_2=52$)

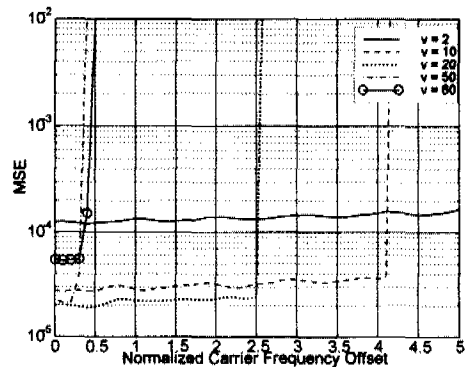


그림 8. 제안된 추정기법의 반송파 주파수 옵셋 추정범위 ($\epsilon=0.2$, $\tau_s=3 \times 10^{-4}$, $x_2=63$, $v_1=42$, $v_2=52$)

그림에 나타나 있듯이 두 옵셋이 동시에 존재하는 경우에 하나의 옵셋만을 추정하는 기법(Schmidl, PECFO, PESFO)은 SNR에 관계없이 일정한 추정성능을 나타내는데 그 성능이 크게 저하되는 것을 알 수 있다. 이는 옵셋 추정기법이 위상을 검출하여 이루어지며 두 옵셋이 존재할 때 위상값에

두 음셋이 모두 포함되어 있기 때문에 발생하는 현상이다. 그러나 제안된 동시추정기법(PJECFO, PJESFO)을 사용할 경우에는 SNR이 증가함에 따라 추정성능이 향상되는 것을 볼 수 있으며 성능이 우수함을 알 수 있다. 따라서 제안된 동시추정기법을 사용하면 두 음셋을 분리하여 추정할 수 있게 된다. 그런데 PJECFO와 PJESFO의 성능이 PECFO, PESFO에 비해 MSE가 약간 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이는 하나의 음셋만을 추정하는 경우에는 하나의 최적 파라미터 조합을 선정할 수 있지만 두 음셋을 추정하는 경우에는 두 혼련심볼 각각에 대한 서로 다른 최적의 파라미터 조합을 구하기 어렵기 때문이다.

이번에는 제안된 동시추정기법의 성능을 반송파 주파수 음셋추정 범위와 정확도 측면에서 살펴보았다. 제안된 동시추정기법의 성능은 사용되는 파라미터 x_1, x_2, v_1, v_2 에 의해 좌우되는데 그림 8에 나타나 있듯이 반송파 주파수 음셋의 추정범위는 v_1, v_2 에 따라 달라지게 된다. 일반적으로 반송파 주파수 음셋을 추정하는 반복되는 구조를 이용한 시간 영역 상관기법에서는 상관을 취하는 데이터 사이의 거리가 작을수록 추정범위가 증가하게 되며 상관을 취하는 데이터의 수가 증가할수록 MSE가 작아지게 된다. 제안된 기법에서도 추정범위는 동일한 현상을 보인다. 즉, 두 샘플사이의 거리가 가장 작은 $v_1 = v_2 = v = 2$ 인 경우가 가장 큰 추정범위를 가지며 60인 경우에 가장 작은 추정범위를 갖게 된다. 그런데 MSE는 다른 양상을 보인다. v 가 작은 경우에는 평균을 취할 수 있는 샘플의 수가 v 가 큰 경우에 비해 많기 때문에 MSE가 작아질 것으로 예상되지만 사용되는 혼련신호가 랜덤한 신호가 아니기 때문에 작은 v 에 대해서는 상관도가 커지게 되어 오히려 MSE가 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. v 가 점차 증가할수록 신호사이의 상관도가 감소하여 MSE가 감소하는데 v 가 너무 큰 값인 경우에는 평균을 취할 수 있는 샘플의 수가 감소하여 다시 MSE가 증가하게 된다. 따라서 제안된 동시추정기법에서 반송파 주파수 음셋의 추정성능을 향상시키기 위해서는 이러한 점을 고려하여 파라미터를 선정해야 할 것이다.

IV. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 샘플링 주파수

음셋이 존재하는 경우에 이를 추정할 수 있는 간단한 기법을 제안하였다. 샘플링 주파수 음셋만이 존재하는 경우에 이를 추정하기 위해 송신단의 주파수 영역에서 특정 부채널에만 데이터가 실린 하나 또는 두 개의 OFDM 혼련심볼을 전송한 후 수신단의 시간 영역에서 샘플링 된 서로 다른 두 샘플 사이의 위상차를 구하여 음셋을 추정하였다. 제안된 기법은 간단한 연산을 수행하면서도 기존의 추정기법에 비해 우수한 성능을 가짐을 모의실험을 통해 확인하였다. 또한 반송파 주파수 음셋과 샘플링 주파수 음셋이 모두 존재하는 경우에 두 음셋을 분리하여 추정할 수 있는 간단한 동시추정기법을 제안하였다. 이 기법은 두 OFDM 혼련심볼을 사용하여 두 음셋을 동시에 추정할 수 있으며 계산과정이 간단하고 시간지연이 발생하지 않으며, 특히 반송파 주파수 음셋의 추정성능이 우수함을 모의실험을 통해 확인하였다.

참고 문헌

- [1] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 24, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [2] 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.
- [3] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [4] K. Maxwell, "Asymmetrical Digital Subscriber line: interim technology for the next forty years," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 34, no. 10, pp. 100-106, Oct. 1996.
- [5] K. Rauhala, "Baseline text for WATM WG," ATM Forum BTD-WATM-01.03, July 1997.
- [6] U. Reimers, "Digital video broadcasting," *IEEE Commun., Mag.*, vol. 36, no. 6, pp. 104-110, June 1998.
- [7] M. Russell and G. L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," in *Proc. VTC*, pp. 820-824,

