

OFDM 시스템에서 최대 우도 함수를 이용한 개선된 정수 부분 주파수 오프셋 추정

정희원 남도원*, 윤동원**, 박상규**

An Improved Integer Frequency Offset Estimation in OFDM Systems Using Maximum Likelihood Function

Do Won Nam*, Dongweon Yoon**, Sang Kyu Park** *Regular Members*

요 약

OFDM 시스템은 전송단과 수신단의 발진기의 불일치로 인해 발생하는 주파수 오프셋의 영향에 민감하다는 단점을 가지고 있다. 주파수 오프셋은 정수 부분과 소수 부분으로 구분할 수 있다. 정수 부분 주파수 오프셋은 부분송파 사이의 직교성에는 영향을 주지는 않지만, 수신된 데이터 심볼들 간에 순환성 천이를 일으켜 비트 오류 확률이 0.5가 되게 한다. 이 논문에서는 다중 경로 페이딩(multipath fading) 채널 환경에서 학습 심볼 하나만을 요구하면서 최대 우도(Maximum Likelihood: ML) 함수를 이용한 새로운 정수 부분 주파수 오프셋 추정 방법을 제안한다. 제안한 방법이 학습 심볼의 수를 줄여 줄 뿐만 아니라, 복잡성을 늘이지 않으면서 성능이 우수함을 모의 실험을 통해 보인다.

Key Words : OFDM, Frequency Offset, Estimation, Maximum Likelihood.

ABSTRACT

OFDM system has a disadvantage of sensitiveness about the effect of the frequency offset caused by the discord of oscillators in transmitter and receiver. The frequency offset can be divided into integral part and decimal part. Although the frequency offset of integral part do not effect orthogonality between subcarriers, it makes the bit error probability become to 0.5 because of circular transient among transmitted data symbols. This paper proposes a new estimation scheme of the frequency offset of integral part by Maximum Likelihood (ML) demanding only one training symbol in multipath fading channel environment. This proposed scheme not only can reduce the number of training symbol but do not increase the complexity and it shows the better performance by simulation.

I. 서론

초고속 멀티미디어 서비스를 위한 고속의 데이터 전송을 위한 변복조 기술로서 여러 개의 반송파를 사용하는 다수 반송파 전송의 일종인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)이 각광을

받고 있으며 또한 4세대 변복조 기술로 채택될 것으로 기대되고 있다. OFDM은 광대역의 무선 채널을 여러 개의 협대역 채널로 분할하여 보내기 때문에 주파수 선택적 채널 왜곡에 쉽게 대처할 수 있다는 장점이 있다. 또한 부분송파 직교성을 이용하여 다수의 디지털 변조파를 서로 겹친 형태로 보내

* 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 (down.nam@samsung.com), ** 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 (skpark@hanyang.ac.kr)
논문번호: KICS2005-06-231, 접수일자: 2005년 6월 3일

기 때문에 주파수 이용효율을 높일 수 있으며, 이는 유무선 채널에서의 고속 데이터 전송을 가능하게 한다^[1]. OFDM은 1990년 초에 무선 LAN기술로서 처음 장려되어 이미 유럽의 디지털 라디오와 디지털 비디오 방송 시스템(DAB, DVB)에 사용되어 왔으며, 최근에는 5GHz 광대역 무선LAN(HIPERLAN/2, IEEE802.11)등의 변조방식으로 채택되어 사용되고 있다^[1].

이런 고속 데이터 전송을 가능케 하는 OFDM 시스템은 전송단과 수신단의 발진기의 불일치로 인해 발생하는 주파수 오프셋의 영향에 민감하다는 단점을 가지고 있다^[2]. 주파수 오프셋은 부반송파 간격의 배수인 정수 부분과 부반송파 간격보다 작은 소수 부분으로 구분할 수 있다. 소수 부분 주파수 오프셋(fractional frequency offset)은 부반송파 간의 직교성을 무너뜨려 인접 부반송파로부터의 간섭(Inter Channel Interference : ICI)을 발생시켜 OFDM 수신기의 성능을 저하시킨다. 한편 정수 부분 주파수 오프셋(integer frequency offset)은 부반송파 사이의 직교성에는 영향을 주지 않지만, 수신된 데이터 심볼들 간에 순환성 천이를 일으켜 비트 오류 확률이 0.5가 되게 한다. 따라서 주파수 오프셋에 따른 이와 같은 성능 열화를 보상하기 위해서는 수신단에서 복조를 하기 전에 주파수 오프셋을 추정하여 이를 보정시켜 주어야 한다.

OFDM 시스템에서 주파수 오프셋을 추정하는 연구는 활발히 진행되어 왔으며, 크게 눈 먼(non-data aided) 추정 방법^{[3]-[5]}과 자료 의존적(data-aided) 추정 방법^{[6]-[7]}으로 분류가 된다. Schmid^[6]은 주파수 오프셋을 추정하기 위해서 두 개의 학습 심볼을 사용한다. Schmid는 1/2 심볼주기 안에 반복되는 첫째 학습 심볼을 사용하여 소수 부분 주파수 오프셋을 보상하고, 남은 정수 부분 주파수 오프셋을 찾고자 첫째 학습심볼과 둘째 학습 심볼의 상관 관계를 계산한다. 이 방법은 같은 학습 심볼을 이용하여 프레임/심볼 타이밍 오프셋을 추정함으로써 전체 시스템의 대역폭 효율을 높이고 있다. 이에 반해 Kim^[7]은 짝수 부반송파의 학습 데이터가 주파수 영역에서 차등 부호화 된 학습 심볼 하나 만을 사용하여 정수 부분 주파수 오프셋과 소수 부분 주파수 오프셋을 추정한다. 또한 Kim의 학습 심볼은 시간 영역에서 반복되는 구조적인 특징을 가지기 때문에 소수 부분 주파수 오프셋 추정 뿐만 아니라 프레임/심볼 타이밍 동기화에도 동시에 사용할 수 있다. 이 방법은 Schmid의 방법에 비해 OFDM 시스템에서

계산 복잡도를 줄이고 전송 효율을 높일 수 있는 장점이 있지만 주파수 오프셋 추정 성능은 떨어진다.

이 논문에서는 하나의 학습심볼을 사용하여 계산 복잡도를 줄이며 전송 효율을 높이는 장점을 바탕으로 ML(Maximum Likelihood)을 사용한 새로운 정수 부분 주파수 오프셋 추정 방법을 제안하여 추정 성능을 개선한다.

이 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 OFDM 신호와 시스템의 모델을 기술하고 논문 전개에 기본 내용이 되는 정수 부분주파수 오프셋 추정 방법을 소개한다. 3장에서는 다중 경로 페이딩(multipath fading) 채널 환경에서 ML 함수를 이용한 정수 부분 주파수 오프셋 추정 방법을 유도하고 추정 성능이 개선됨을 보인다. 4장에서는 모의 실험을 통한 결과를 바탕으로 성능을 분석한다. 5장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템과 신호 모델

이 논문에서 고려한 기저대역 이산-시간 OFDM 신호 모델은 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 이용하여 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, n=0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

여기서 X_k 는 복소 직각 진폭 변조(complex QAM) 또는 위상 변조(PSK)된 입력 데이터 스트림이며, 이는 여러 개의 부스트림들로 나누어진 뒤, IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)에 의해서 N 개의 병렬부반송파로 변조된다. 여기서 IFFT를 사용하기 위해 부 반송파 수 $N=2^m$ 라 가정한다.

인접 심볼간의 간섭을 없애고, 다중 경로 채널에서도 직교성을 유지하기 위해 N_g 길이를 갖는 CP(Cyclic Prefix)를 앞에 둔다. 따라서 $N+N_g$ 표본이 하나의 OFDM 심볼을 구성한다. 이 신호는 차례로 전송 필터를 거쳐 식 (2)와 같이 표현되는 충격 응답(impulse response)을 갖는 채널을 통과하여 전송된다.

$$h(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

여기서 L_p 는 분해가 가능한(resolvable) 경로의 개수이고 τ_l 는 l 번째 경로의 지연 시간이며, $h_l(t)$ 는 시

간 t 일 때 l 번째 경로의 감쇄 상수이다.

주파수 오프셋이 FFT 출력에 미치는 영향을 알아보기 위해서 심볼 타이밍 동기화가 이루어졌고 OFDM 심볼 지속 시간 동안에 채널이 변하지 않는다고 가정한다. 수신 신호가 전송 주파수 오프셋(carrier frequency offset) f_0 의 영향을 받으면 수신 신호의 FFT 출력은 식 (3)과 같이 된다.

$$R_k = \sum_{m=0}^{N-1} H_m X_m \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi n(m-k+\epsilon_0)}{N}} + W_k \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (3)$$

여기서 $\epsilon_0 = f_0 N T_s$ 이며 정규 주파수 오프셋(normalized frequency offset)이다. T_s 는 표본 x_n 의 지속 시간이다. H_k 와 W_k 는 각각 k 번째 부채널의 주파수 응답과 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise : AWGN)을 나타낸다. 식 (3)에서 R_k, H_m, X_m 그리고 W_k 의 아래 첨자들은 나머지 연산 N 을 취한 값이다. 정규 주파수 오프셋은 식 (4)와 같이 두 부분으로 나눌 수 있다.

$$\epsilon_0 = 2\epsilon_I + \epsilon_F \quad (4)$$

여기서 $2\epsilon_I$ 는 정규 주파수 오프셋의 짝수 정수 부분이다. ϵ_F 는 정규 주파수 오프셋의 소수 부분이며 $|\epsilon_F| < 1$ 이다.

주파수 오프셋을 추정하기 위해 사용되는 학습 심볼의 구조는 학습 심볼이 1/2 심벌주기 안에 반복되도록 홀수 부반송파를 통해서는 널 값을 전송하는 한편 짝수 부반송파를 통해서는 의사 잡음 수열을 전송한다. 의사 잡음 수열은 식 (5)와 같다.

$$C_k = \frac{X_{2k}}{X_{2(k+1)}} \quad ,k=0,1,2,\dots,D-2 \quad (5)$$

여기서 $D = N/2$ 이다.

AWGN을 무시한다면 수신된 OFDM 학습 심볼 내의 반복되는 두 형태는 주파수 오프셋 때문에 일어나는 위상 변화를 제외하고는 똑같다. 따라서 소수 부분 주파수 오프셋을 추정하기 위해서 Schmidl이 제안한 시간 영역에서의 추정 방법을 사용할 수 있다⁶⁾. 소수부분 주파수 오프셋을 정확히 추정하고 보정하였다고 가정하면 수신된 학습 심볼의 FFT 출력은 식 (6)과 같다.

$$R_k = \sqrt{2}H_{k-2\epsilon_I}X_{k-2\epsilon_I} + W_k \quad (6)$$

여기서 k 가 홀수이면 $X_k = 0$ 이며 X_k 신호의 분산은 $\sigma_s^2 = E[|X_k|^2]$, 잡음의 분산은 $\sigma_n^2 = E[|W_k|^2]$ 이다.

부반송파를 많이 쓰는 OFDM 시스템에서는 이윽하는 부채널들의 감쇄 요소들 (H_k, H_{k+2})이 서로 강하게 상관되어 있기 때문에 이들의 위상 차이는 거의 없다고 가정한다. 따라서 AWGN채널을 고려하지 않는다면 $R_{2k}/R_{2(k+1)}, k=0,1,\dots,D-2$ 은 보상되지 않은 정규 주파수 오프셋의 정수 부분 때문에 주파수 영역에서 $2\epsilon_I$ 만큼 움직인 것을 제외하면 C_k 와 같다. 이 성질을 이용하여 ϵ_I 의 추정치 $\hat{\epsilon}_I$ 을 식 (7)에 나타내었다⁷⁾.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_b \left\{ \sum_{k=0}^{D-2} R_{2k} C_{k-b}^* R_{2(k+1)}^* \right\} \quad (7)$$

여기서 $(\cdot)^*$ 표현은 conjugate transpose를 나타내고 $b \in \{0,1,2,\dots,D-1\}$ 이다.

다음 장에서는 이 같은 차등부호화된 짝수 부반송파 학습 데이터에, 제안된 ML 함수를 적용하여 새로운 정수 부분 주파수 오프셋 추정 방법을 유도한다.

III. 정수 부분 주파수 오프셋의 ML 추정

먼저 관측 벡터 $Y = [R_0, R_2, R_4, \dots, R_{N-2}]$ 을 정의한다. 식(5)의 학습 심볼의 구조에서 알 수 있듯이, X_{2k} 와 $X_{2(k+1)}$ 사이에서만 상관 관계가 존재한다. 따라서 관측 벡터 Y 는 Markove chain process이다. 관측 벡터 Y 의 자기상관함수는 식(8)과 같이 표현 할 수 있다.

$$E[R_{2k}R_{2m}] = \begin{cases} 2 |H_{2(k-b)}|^2 \sigma_s^2 + \sigma_n^2, & k=m \\ 2 |H_{2(k-b)}|^2 \sigma_s^2 C_{k-b}^*, & k=m-1 \\ 2 |H_{2(k-b)}|^2 \sigma_s^2 C_{k-b}, & k=m+1 \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (8)$$

여기서 $k, m, b \in \{0,1,2,\dots,D-1\}$ 이고 H_{2k} 와 $H_{2(k+1)}$ 의 위상 차이는 무시한다. Y 의 상관함수는 Markove chain process 성질을 가지므로, $|k-m| > 1$ 인 경우에는 $E[R_{2k}R_{2m}] = 0$ 이다.

식 (8)에서 $k = m - 1$ 인 경우, 그 전개과정은 다음의 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned}
 & E[R_{2k}R_{2m}] \\
 &= E[2H_{2(k-b)}X_{2(k-b)}H_{2(m-b)}X_{2(m-b)}] \\
 &\quad + E[H_{2k}X_{2m}] \\
 &= E[2H_{2(k-b)}H_{2(m-b)}X_{2(k-b)}X_{2(m-b)}] \\
 &= E[2H_{2(k-b)}H_{2(k+1-b)}X_{2(k-b)}X_{2(k-b)}C_{k-b}^*] \\
 &= 2|H_{2(k-b)}|^2\sigma_s^2C_{k-b}^*
 \end{aligned} \tag{9}$$

관측 벡터 Y 가 주어졌을 때, 정수 주파수 오프셋 ϵ_j 의 ML 추정값은 식 (10)과 같이 나타낸다. 즉 $\hat{\epsilon}_I$ 는 관측 벡터 Y 의 로그-우도 함수를 최대로 하는 b 가 된다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_b \Lambda(b) \tag{10}$$

여기서 $\Lambda(b)$ 는 관측 벡터 Y 의 조건부 결합 확률 밀도 함수 $f(Y|b)$ 의 로그 값이다. 먼저 Markov chain process 성질을 이용한 함수 $f(Y)$ 를 전개하면 다음의 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned}
 f(Y) &= f(R_0, R_2, R_4, \dots, R_{N-2}) \\
 &= f(R_0 | R_2, R_4, \dots, R_{N-2})(R_2, R_4, \dots, R_{N-2}) \\
 &= f(R_0 | R_2)(R_2, R_4, \dots, R_{N-2}) \\
 &= \frac{f(R_0, R_2)}{f(R_2)} f(R_2, R_4, \dots, R_{N-2}) \\
 &= \frac{1}{f(R_2)f(R_4)\dots f(R_{N-4})} \prod_{k=0}^{D-2} f(R_{2k}, R_{2(k+1)})
 \end{aligned} \tag{11}$$

그리고 위 식을 이용한 관측 벡터 Y 의 조건부 결합 확률 밀도 함수의 로그 값은 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned}
 \Lambda(b) &= \ln f(Y|B) \\
 &= \ln \left\{ \frac{1}{f(R_2)f(R_4)\dots f(R_{N-4})} \prod_{k=0}^{D-2} f(R_{2k}, R_{2(k+1)}) \right\} \\
 &= K + \sum_{k=0}^{D-2} \ln f(R_{2k}, R_{2(k+1)})
 \end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)에서 $f(R_{2k}, R_{2(k+1)})$ 는 2차 복소 가우시안 변수의 결합 확률 밀도를 나타내며 식 (8)과 같이 표현되는 상관 성질을 이용하여 수학적 전개를 하면 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & f(R_{2k}, R_{2(k+1)}) \\
 &= \frac{1}{2\pi(2|H_{2(k-b)}|^2\sigma_s^2 + \sigma_n^2)\sqrt{1-\rho_k^2}} \\
 &\quad \exp\left(\frac{2\rho_k \text{Re}[R_{2k}C_{k-b}^*R_{2(k+1)}] - v_k}{2(2|H_{2(k-b)}|^2\sigma_s^2 + \sigma_n^2)(1-\rho_k^2)}\right)
 \end{aligned} \tag{13}$$

여기서 $\rho_k = 2|H_{2(k-b)}|^2\sigma_s^2 / (2|H_{2(k-b)}|^2\sigma_s^2 + \sigma_n^2)$ 이고 $v_k = |R_{2k}|^2 + |R_{2(k+1)}|^2$ 이다.

식 (13)을 이용하여 식 (12)의 로그-우도 함수를 전개하면 식 (14)와 같다.

$$\Lambda(b) = c_1 + \sum_{k=0}^{D-2} a_k \left(\text{Re}[R_{2k}C_{k-b}^*R_{2(k+1)}] - \frac{v_k}{2\rho_k} \right) \tag{14}$$

여기서 c_1 과 a_k 는 상수이고 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 c_1 &= K - \sum_{k=0}^{D-2} \ln(2\pi(2|H_{2(k-b)}|^2\sigma_s^2 + \sigma_n^2)\sqrt{1-\rho_k^2}) \\
 a_k &= \frac{\rho_k}{(2|H_{2(k-b)}|^2\sigma_s^2 + \sigma_n^2)(1-\rho_k^2)} > 0
 \end{aligned}$$

따라서 식 (10)은 식 (15)와 같이 간소화 할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_b \sum_{k=0}^{D-1} \text{Re}[R_{2k}C_{k-b}^*R_{2(k+1)}] \tag{15}$$

식 (7)과 식 (15)를 비교해 보면, 식 (7)에서는 합의 크기 성분을 이용하고 있고 식 (15)에서는 합의 실수 성분을 이용하고 있다.

AWGN이 없다고 가정하고 식 (6)을 식 (7)과 식 (15)에 대입하면 정수 주파수 오프셋의 추정값은 각각 식(16), 식(17)과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_{I(old)} = \arg \max_b \left\{ (Z(b', b)) \right\} \tag{16}$$

$$\hat{\epsilon}_{I(new)} = \arg \max_{b'} \left\{ \text{Re}(Z(b', b)) \right\} \tag{17}$$

여기서

$$Z(b', b) = \sum_{k=0}^{D-2} [C_{k-2}C_{k-b}^* | H_{2k-2b} |^2] \tag{18}$$

이고 b' 는 정수 부분 주파수 오프셋 추정을 위한 시험값이고 b 는 실제 정수 부분 주파수 오프셋이다.

$Re(Z(b', b)), |(Z(b', b))|$ 를 각각 새로운 방법과 기존 방법의 정수 주파수 오프셋 측정 기준이라 표현하자. 식 (18)로부터 추정 오류가 없을 때, 즉 $b = b'$ 일 때

$$Re(Z(b', b)) = |(Z(b', b))| = Z(b', b) \quad (19)$$

이다. 추정 오류가 존재할 때, 즉 $b \neq b'$ 일 때는 복소수의 실수 부분이 그 크기보다 작기 때문에 식 (20)과 같은 관계식을 얻는다.

$$Re(Z(b', b)) < |(Z(b', b))| \quad (20)$$

이 결과로서 AWGN 채널에서 추정 오류가 존재하는 경우를 보면 식 (19), 식 (20)의 관계식에 의해 다음의 식 (21), 식 (22)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Pr((Re(Z(b', b)) \text{ when there is estimation error}) > \\ (Z(b', b) \text{ when there is no estimation error})) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} Pr((|Z(b', b)| \text{ when there is estimation error}) > \\ (Z(b', b) \text{ when there is no estimation error})) \end{aligned} \quad (22)$$

즉, 식 (21)에서 새로운 추정 방법의 측정 기준값 $Re(Z(b', b))$ 에 의한 확률이, 식 (22)에서 기존 방법의 측정 기준값 $|Z(b', b)|$ 에 의한 확률보다 작다. 따라서, 새로운 추정 방법이 기존의 방법보다 오류 확률이 작다. 여기서 성능 분석 척도로서 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률을 사용하였다.

IV. 모의 실험 결과

몬테 카를로(Monte Carlo) 모의 실험으로 AWGN 채널과 다중 경로 페이딩 채널에서 부반송파 개수에 변화를 주어 기존 방법과 ML 함수를 이용한 새로운 방법의 정수 주파수 오프셋 추정 성능을 비교한다. 각 방법이 ϵ_T 를 믿을 만 하게 찾을 수가 있는지를 알아보하고자 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률을 성능 비교의 척도로 선택했다.

모의 실험을 위해 QAM 변조 방식을 사용하고 실제 정수 부분 주파수 오프셋 $\epsilon_T = 4$ 를 사용한다. $SNR = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ 로 정의한다. 다중 경로 페이딩 채널

은 식(2)에서 $L_p = 3$ 이고 탭간격이 $T_s = 5 \times 10^{-7}$ 인 탭 지연 선(tapped delay line) 모델을 사용한다. 경로의 자기상관은 식 (23)과 같다.

$$E[h_i(t)h_i^*(t+u)] = \rho_l J_0(2\pi f_d u) \quad (23)$$

여기서 $J_0(\cdot)$ 은 0차 베셀 함수, $f_d (= 200\text{Hz})$ 는 최대 도플러 주파수이다. ρ_l 은 l 째 경로의 전력을 나타내고 그 값은 $\rho_l = \exp(-\tau_l/T_s)$ 과 같이 표시되는 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 갖는다. 각 경로의 지연 시간은 각각 $\tau_0 = 0T_s$, $\tau_1 = 2T_s$, $\tau_2 = 6T_s$ 이다.

그림 1은 AWGN 채널에서 부반송파 개수에 변화를 주어 ML을 이용한 새로운 방법과 기존 방법의 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률을 비교하여 보여주고 있다. 그림 1에서 10^{-3} 의 추정 오류 확률을 만족하기 위해 기존 방법에서는 $N=16$ 일 때 SNR이 2.2dB가 요구되나 새로운 추정 방법에서는 $N=16$ 일 때 1.2dB가 요구됨을 통해 0.7dB 전력 이득을 얻을 수 있다.

그림 2는 다중 경로 페이딩 채널에서 부반송파 개수에 변화를 주어 새로운 방법과 기존 방법의 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률을 비교하여 보여 주고 있다. 다중경로 페이딩 채널에서 기존 방법보다 새롭게 제안한 ML을 이용한 추정 방법이 평균적으로 1~2dB 전력 이득이 있다.

그림 3은 다중 경로 페이딩 채널에서 도플러 주파수 f_d 에 변화를 주어 새로운 방법과 기존 방법의 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률을 비교하고 있다. 도플러 주파수가 증가함에 따라 기존 방법과 새

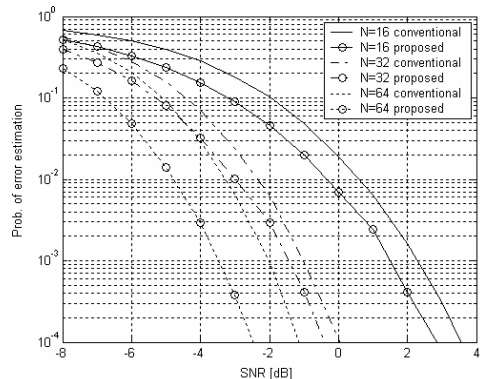


그림 1. AWGN 채널에서 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률 비교

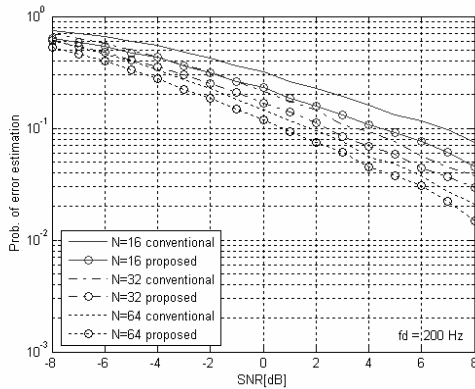


그림 2. 다중 경로 페이딩 채널에서 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률 비교

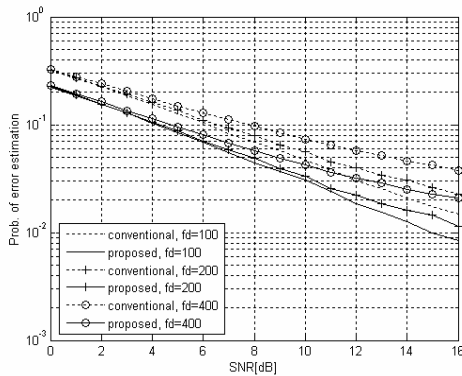


그림 3. 다중 경로 페이딩 채널에서 서로 다른 도플러 주파수(f_d)에 따른 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률 비교

로운 방법, 둘 다 높은 추정 오류 확률을 보이고 있다. 두 방법을 상대적으로 비교해 보았을 때 도플러 주파수를 서로 달리 하여도 기존 방법보다 새롭게 제안한 ML을 이용한 추정 방법이 더 우수하다.

3장에서 설명한 바와 같이 모의실험을 통해 AWGN 채널과 다중 경로 페이딩 채널에서 새로 제안한 ML 추정 방법이 기존 추정 방법보다 더 작은 정수 주파수 오프셋 추정 오류 확률을 가진다.

V. 결론

이 논문에서는 OFDM 시스템에서 계산 복잡도를 줄이고 데이터 전송 효율을 높이기 위해서 사용된 짝수 부반송파의 학습 데이터가, 차등 부호화(differential coding)된 학습 심볼 하나만을 사용하는 정수 부분 주파수 오프셋 추정 방법에 ML함수를 이용하여 새로운 추정 성능 개선방법을 제안하였다. 모의 실험을 통해 얻어진 주파수 오프셋 추정

오류 확률을 가지고 제안한 방법의 성능을 알아보았다. 제안한 방법이 AWGN과 시간에 따라 바뀌는 주파수 선택적 다중 경로 페이딩 채널에서 구현의 복잡성을 증가시키지 않으면서 기존 방법보다 훨씬 좋은 성능을 가짐을 보여주었다. 또한 제안한 학습 심볼은 시간 영역에서 반복되는 구조적인 특징을 가지기 때문에 소수 부분 주파수 오프셋 추정 뿐만 아니라 프레임/심볼 타이밍 동기화에도 동시에 사용할 수 있는 장점을 가진다.

참고 문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Communications Magazine*, pp. 5-14, May 1990.
- [2] T. Pollet, M. van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [3] 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, pp. 1800-1805, July 1997.
- [4] H. Liu and U. Tureli, "A high efficiency carrier estimator for OFDM IEEE Communications," *IEEE Commun. Letters*, vol. 2, pp. 104-106, Apr. 1998.
- [5] F. Gini and G. B. Giannakis, "Frequency offset and symbol timing recovery in flat fading channels: A cyclostationary approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 400-411, Mar. 1998.
- [6] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [7] Y. H. Kim, I. Song, and S. R. Park, "An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 50, pp. 1307-1312, Sept. 2001.

남 도 원 (Do Won Nam)

정회원



2000년 2월 한양대학교 전기.전자.전자통신 공학군 공학사
2005년 2월 한양대학교 전자통신컴퓨터 공학과 공학석사
2005년 3월~현재 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 연구원
<관심분야> 디지털 통신, OFDM 시스템

박 상 규 (Sang Kyu Park)

정회원



1974년 2월 서울대학교 전기공학과 공학사
1980년 5월 듀크대학교 전기공학과 공학석사
1987년 5월 미시건대학교 전기공학과 공학박사
1987년 3월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 교수
<관심분야> 디지털 통신, 확산대역통신, MIMO, OFDM 시스템

윤 동 원 (Dongweon Yoon)

정회원



1989년 2월 한양대학교 전자통신공학과 공학사
1992년 2월 한양대학교 전자통신공학과 공학석사
1995년 8월 한양대학교 전자통신공학과 공학박사
1995년 3월~1997년 8월 동서대학교 정보통신공학과 조교수

1997년 9월~2004년 2월 대전대학교 정보통신공학과 부교수
2004년 3월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 부교수
<관심분야> 디지털 통신, 무선통신