

Synchronization and Channel Estimation in OFDM Systems

유철우 | 홍대식
명지대학교, 연세대학교

요약

차세대 이동 통신 시스템은 다양한 응용 분야들을 지원하기 위하여 광대역을 사용한 고속 데이터 전송이 가능해야 할 것이다. 이와 같은 요구 사항을 효율적으로 대처할 수 있는 중요한 전송 방식중의 하나가 OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) 기법이며, 여러 국제 표준 단체에서 차세대 전송 방식의 중요 후보로써 채택하여 심도 깊은 연구가 진행되고 있는 실정이다. 본 고에서는 OFDM 전송 방식의 기본적인 특징을 살펴보고, OFDM 시스템 상에서 동기 획득 (Synchronization) 및 채널 추정 (Channel estimation)을 위하여 사용될 수 있는 기본적인 알고리즘들에 대하여 간략히 소개하고 그 특징을 살펴본다.

1. 서론

무선채널을 통해서 신호를 전송하는 경우에 신호는 송신기와 수신기 사이에 존재하는 다양한 장애물들에 의해 간섭을 받는다 [1, 2]. 그리고, 이로 인하여 다중 경로가 발생하게 되고, 그 결과 동일 신호가 서로 다른 지연을 가지고 수신기에 도착하게 되어 전송 심볼간에 상호 간섭 (Intersymbol interference)을 일으키게 된다. 이로 말미암아, 수신 신호의 품질은 급격히 저하되게 된다. 특히, 차세대 이동통신의 경우처럼, 광대역을 통해서 신호를 송수신 할 경우 이와 같은 현상은 더욱 심화되는데, 이는 광대역 전송 채널의 주파수

영역에서는 주파수 선택적 페이딩 (Frequency selective fading) 현상이 더욱 두드러지기 때문이다.

일반적으로 심볼간 간섭을 제거하기 위해서는 등화기 (Equalizer)의 사용이 요구된다. 그러나, 전송 대역폭이 광대역으로 진화하고 데이터의 전송 속도도 증가함에 따라 등화기의 복잡도 역시 빠른 속도로 증가하게 된다. 특히, CDMA (Code division multiple access) 방식처럼 단일 반송파 (single-carrier)를 사용하여 고속의 데이터를 전송할 경우에는 하드웨어의 동작 속도도 그에 맞추어 증가해야 하므로, 등화기를 포함한 하드웨어 복잡도는 구현상에 있어서 많은 어려움을 야기시키게 된다. 그 결과, 차세대 이동 통신 시스템들은 이와 같은 문제점들을 해소하기 위한 한 가지 방법으로 다중 반송파 (Multi-carrier) 전송 방식에 대하여 주목하게 되었고, 그 결과 다양한 장점을 가지는 OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) 방식을 전송 기법으로 채택하기에 이르렀다 [3-5].

한편, OFDM 방식은 다수의 직교 반송파를 사용하여 병렬 전송하기 때문에 앞에서 언급한 고속 데이터 전송 시에 나타나는 여러 가지 문제점을 해결하기 용이하다. 그러나, 이와 같은 장점들은 부 반송파 (Sub-carrier) 사이의 직교성 (Orthogonality)이 유지될 경우에 유효하며, 직교성이 깨질 경우 급격한 성능 저하 현상을 보이게 된다. 부 반송파간의 직교성이 손상되는 원인은 여러 가지가 있을 수 있겠으나, 대표적인 원인 중의 한 가지가 수신단에서 동기가 이루어지지 않을 경우이다. 그러므로, 이를 해결하기 위한 다양한 동기 획득 기법들이 연구 발표되었다 [6-7].

또한, FFT (Fast Fourier Transform) 후의 복조 신호는, 이상

적인 증폭기와 이상적인 동기를 가정 할 때, 각 부채널 (sub-channel)에서 전송 데이터 심볼과 부채널의 주파수 응답의 곱으로 나타난다. 그렇기 때문에 데이터 복호를 위해서는 먼저 각 부채널의 주파수 영역 특성을 추정하여 보상해야 하며, 이와 같이 채널 특성을 추정하여 보상하는 수신 기법을 코히어런트 (Coherent) 검출 방식이라고 한다 [89]. 차등 부호화 방식등과 같이 채널 추정 후 보상 방식을 사용하지 않는 송수신 방식이 있기는 하나, 일반적으로 높은 수신 성능을 획득하기 위하여 전송 채널을 추정하여 복조 시에 사용하는 코히어런트 방식이 널리 사용된다. 그리고, 이를 위해서는 정확한 채널 추정과 등화가 필수적으로 요구된다. 특히, OFDM 방식에서 송신단의 입력 신호열은 전송 대역폭 효율을 증가시키기 위해서 PSK (Phase shift keying)이나 QAM (Quadrature amplitude modulation) 과 같은 high-order modulation 기법을 사용하는데, 이와 같은 경우에는 더욱더 정확한 채널 추정이 요구된다.

이상에서 언급한 바와 같이, OFDM 전송 방식을 사용하는 시스템에 있어서 높은 성능을 얻기 위하여 가장 중요한 수신 기술들이 바로 동기 획득과 채널 추정을 위한 기술들이다. 이에, 본 고에서는 이들 방식들에 대한 대표적인 기술들에 대하여 알아본다.

II. Synchronization

디지털 통신 시스템에서 수신기는 크게 다음 네 가지의 동기 획득을 필요로 한다.

- 심볼 동기 획득 (Symbol synchronization)
- 프레임 동기 획득 (Frame synchronization)
- 반송 주파수 동기 획득 (Carrier frequency synchronization)
- 위상 동기 획득 (Phase synchronization)

그런데, 신호가 전송 될 때 걸리는 시간과 도플러 영향 (Doppler effect)등과 같은 채널 영향, 그리고, 각 송신기와 수신기들에 존재하는 오실레이터 (Oscillator) 들의 클럭 (Clock) 오차 및 알려지지 않는 위상 (Phase)과 지터 (Jitter) 들과 같은 다양한 불확실적 요소들이 존재한다. 이 중에서,

전송 시간과 전송 지연 등은 시간 동기 획득 (Time synchronization)을 통해서 해결할 수 있으며, 이를 통해 수신된 신호의 심볼 경계와 프레임 경계를 검출하게 된다. 또한, 클럭 차이와 도플러 영향은 주파수 동기 획득 (Frequency synchronization)을 통해서 해결할 수 있으며, 이는 수신 신호로부터 주파수 오프셋 (Frequency offset)을 추정하는 것을 통해 수행된다. 그리고, 채널 추정 (Channel estimation)을 통해서 알려지지 않는 위상을 검출할 수 있다.

1. Time Synchronization

시간 동기 관점에서 OFDM 시스템을 분류하면 그림 1과 같이 크게 연속적 전송 방식 (Sequential transmission)과 버스트 (Burst transmission) 전송 방식으로 구분할 수 있다. 연속적 전송 방식의 경우는 다음과 같은 동기 순서와 특징을 가진다.

- Frame 동기 → Symbol Timing 동기 → Tracking

- 연속적인 tracking 필요

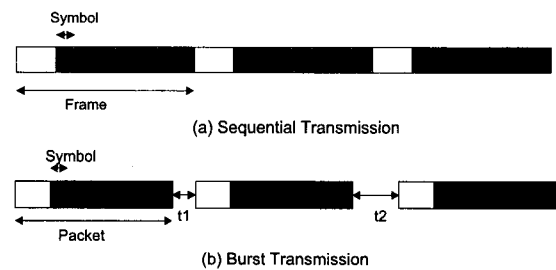
- 응용 분야 : 방송 시스템 (DAB, DVB)

또한, 버스트 전송 방식의 경우는 다음과 같은 동기 순서와 특징을 가진다.

- Packet 동기 → Symbol Timing 동기

- Burst 동기를 위한 preamble 설계가 중요

- 응용 분야 : Wireless LAN (802.11a, 802.11g, HIPERLAN/2), BWA(802.16)



(그림 1) 시간 동기 관점에서 본 OFDM 시스템의 분류

1.1 Packet and Frame Synchronization

모든 OFDM 시스템은 Packet (Frame) 형태로 정보를 처리하고 있으며, 심볼 동기 알고리즘들이 안정적으로 적용될 수 있도록 해야 하기 때문에, Packet 및 Frame 동기는 상당

히 중요하며, 일반적인 오차 허용 범위는 10 sample 미만이다. 가장 기본적인 Packet 및 Frame 동기의 원리는, 신호가 전송되지 않는 동안에는 잡음 신호만이 수신기에 나타나서 수신 신호의 크기가 데이터가 전송되는 경우의 수신 신호의 크기에 비해 상대적으로 매우 작다는 성질에 기초한다. 그리고, 이동평균(Moving average)을 이용하여 신호 존재의 유무를 결정하며, 이동평균값을 얻을 때 윈도우(Window) 크기 설정이 동기성능에 중요한 영향을 준다. 예를 들어 설명하면, DAB의 경우, 2개의 윈도우 버퍼를 설정한다. 그리고, 각 샘플 순간마다의 2 window의 energy 비를 계산하여 최대가 되는 샘플의 위치를 프레임 동기의 시작점으로 설정한다.

1.2 Symbol Synchronization

심볼 동기란, OFDM이 Symbol단위(FFT 단위)로 처리되어야 하므로 정확하게 FFT의 시작 위치를 추정하는 것을 의미한다. 심볼 동기의 방법은, 일차적으로 Packet 동기를 통해 대략적인 시작점을 찾은 후, 이차적으로 심볼 동기를 통해 정확한 심볼 시작점을 찾는 순서로 진행된다. 그리고, 일반적인 심볼 동기의 오차 허용 범위는 1 sample 이내 (또는 guard interval 이내)이며, 아래에서는 "Van de Beek" 방식 등을 포함한 대표적인 심볼 동기 알고리즘들에 대하여 기술한다.

□ CIR (Channel Impulse Response) 방법 [10]

CIR 방식의 가장 큰 특징은 다음과 같다.

- Pilot 심볼을 사용
- 주파수 영역에서 수행
- 채널의 단위응답을 구해, 채널의 특성 파악을 가능하게 함
- 정수배 주파수 오차가 없어야 함

주파수상에서 전송된 Pilot 심볼을 $Z=[z_0, z_1, \dots, z_{N-1}]^T$ 이라 하고, 주파수상에서 수신된 Pilot 심볼을 $R=[r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]^T$ 이라 할 경우, 수신 신호에 시간 동기 오차 θ 가 발생한 경우의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r_k = z_k e^{-j2\pi k\theta/N}$$

이때, 수신 신호에 전송 Pilot 신호의 공액값을 곱한 후, 신호를 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 함으로써 채널의 응답 및 시간 오차를 구할 수 있다. 다음 예는 가우시안 채널 (Gaussian Channel) 에서의 경우를 보여준다.

$$\begin{aligned} h_n &= IFFT(RZ^*) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_k z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\ &= \delta(n - \theta) \end{aligned}$$

□ Van de Beek의 심볼 동기 알고리즘 [6]

Van de Beek 방식의 중요 특징은 다음과 같다.

- OFDM 심볼마다 붙는 Cyclic Prefix를 사용
- 추정에 필요한 pilot 심볼 필요 없음
- Maximum Likelihood (ML) Estimation
- 시간 영역에서 수행
- Timing Offset과 Frequency Offset을 모두 추정

Van de Beek 방식에서 사용되는 Correlation property를 설명하면 다음과 같다. 연속된 $2N+L$ 개의 샘플 $r(k)$ 를 수신하였다고 가정한다면, 이 샘플들 속에는 $N+L$ 개의 샘플로 구성된 한 개의 완전한 OFDM 심볼이 포함 된다. 이때 cyclic prefix 부분을 $I=\{\theta, \dots, \theta+L-1\}$ 라고 두고, cyclic prefix로 복사된 데이터 부분을 $I'=\{\theta+N, \dots, \theta+N+L-1\}$ 라고 두자. Set I 와 I' (에 포함되는 시간영역의 신호들은 서로 상관 관계를 가지고 있지만 그 외의 신호들은 서로 상관 관계가 없다. 이러한 상관 관계를 $2N+L$ 개의 구간에 대해서 살펴보면 다음과 같다.

- I 와 I' 사이의 샘플

$$\forall k \in I : E\{r(k)r^*(k+m)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2, & m = 0 \\ \sigma_s^2 e^{-j2\pi m}, & m = N \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

- 나머지 영역의 샘플

$$\forall k \notin I \cup I' : E\{r(k)r^*(k+m)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2, & m = 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

Van de Beek 방식은 Correlation property를 통해서 Log-likelihood function을 계산하며, 한 예로, 가우시안 채널의 경우 다음과 같은 Log-likelihood function이 계산된다.

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = \log \left(\prod_{k \in I} f(r(k), r(k+N)) \prod_{k \in I \cup I'} f(r(k)) \right)$$

$$= \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k))f(r(k+N))} \prod_{k \in I \cup I'} f(r(k)) \right)$$

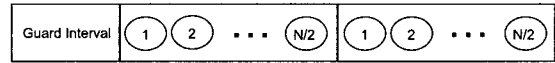
그리고, 수신기는 상기 함수를 최대화하는 $\hat{\theta}_{ML}$ 와 $\hat{\varepsilon}_{ML}$ 를 추정하여 동기를 획득한다. (그림 2)는 Beek 동기 알고리즘이 ML Estimator를 사용할 경우의 성능을 보여주고 있다.

□ Schmid의 심볼 동기 알고리즘 [11]

Schmid의 심볼 동기 방식의 중요 특징은 다음과 같다.

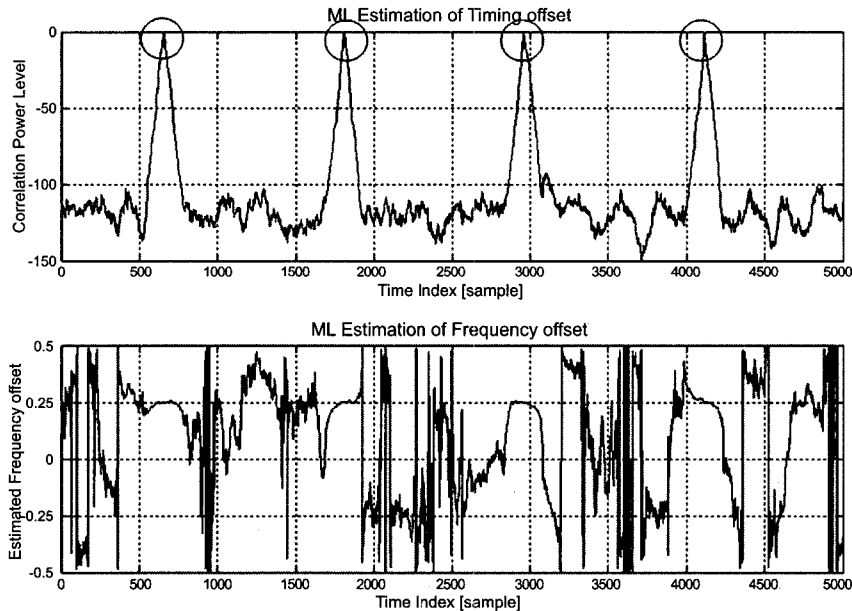
- Burst Synchronization에 쓰임
- Preamble을 이용
- ML 방법과 유사하게 신호의 상관값을 이용
- 보호구간을 사용하는 방법에 비해 더 많은 신호열을 상관값 계산에 사용
- 시간 영역에서 수행

당 알고리즘에서 이용되는 Preamble 구조는 (그림 3)에서 처럼 시간영역에서 한 심볼내에 반복되는 패턴을 갖게 한다. 일반적으로 보호구간의 크기가 심볼 크기의 1/4에서 1/16이므로 2배에서 4배의 신호열을 더 사용할 수 있다는 장점을 가진다. 한편, 주파수 영역에서 원천 신호열 중에 짝수 번째 위치에만 데이터를 실고 홀수 번째 위치에는 0을 삽입하는 방식으로 Preamble을 생성할 수 있다. 즉, IFFT한 후의 결과는 반복 신호열로 나타나게 된다.



(그림 3) Schmid의 동기 방법에서의 preamble 구조

Schmid의 심볼 동기 알고리즘을 간단히 요약하면 다음과 같다. 심볼 시작점은 반복된 신호열의 상관값을 이용해서 구한다. 그리고, 일정 구간 상관값을 계산하여 최대값을 갖는 점이 심볼의 시작점이 된다. 또한, 수신 신호 전력에 변화가 있어도 심볼 동기의 성능에 영향이 없도록 하기 위해 정규화 과정을 거친 $M(d)$ 를 계산하여 최대가 되는 점을 심볼



(그림 2) Beek 동기 알고리즘 성능 예시 (N=1024, L=128, ε=0.25, SNR=15 dB)

의 시작점으로 설정하게 된다. 이때, $M(d)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2}$$

위 식에서, $P(d)$ 와 $R(d)$ 는 각각 Correlation term과 Energy term으로써 그 정의는 다음과 같다.

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} (r_{d+m}^* r_{d+m+L})$$

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d+m+L}|^2$$

□ Minn의 심볼 동기 알고리즘 [12]

Schmidl의 방식은, 보호구간 내에서 Timing metric 값이 거의 일정하기 때문에, 이로 인하여 Estimator의 Variance가 커지고, 정확한 시간 오차 추정이 힘들어진다는 문제점을 가지고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 Minn은 새로운 Preamble 설계를 통한 동기 방법을 제시하였으며, Schmidl 방법의 Timing metric 값의 문제점을 성공적으로 해결하였다. Minn의 심볼 동기 알고리즘은 크게 "Sliding Window Method (Method A)"와 "Training Symbol Method (Method B)"로 구분할 수 있다.

Method A는 Schmidl의 동기 방법에서 $R(d)$ 를 구할 때, OFDM 심볼 길이의 반만을 사용하지 않고 전부를 사용한다.

$$R_A(d) = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N-1} |r(d+m)|^2$$

그리고, Schmidl 방법 적용 시 최대값의 90%에서 평균을 취하는 대신, Timing metric 값을 보호구간의 길이만큼 평균을 취해서 구하고, 그 값을 사용하여 시간 오차를 추정한다.

$$M_A(d) = \frac{1}{N_g + 1} \sum_{k=-N_g}^0 M_f(d+k)$$

이때,

$$M_f(d) = \frac{|P(d)|^2}{R_A^2(d)}$$

이다.

Method B는, 시간오차를 추정하기 위해 다음과 같은 형태의 새로운 preamble을 사용한다.

$$s = [A \quad A \quad -A \quad -A]$$

그리고, 새롭게 Timing metric을 계산하기 위해 다음과 같이 상관값을 구한다.

$$P_B(d) = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{L-1} r^*(d+2Lk+m)r(d+2Lk+m+L) + L$$

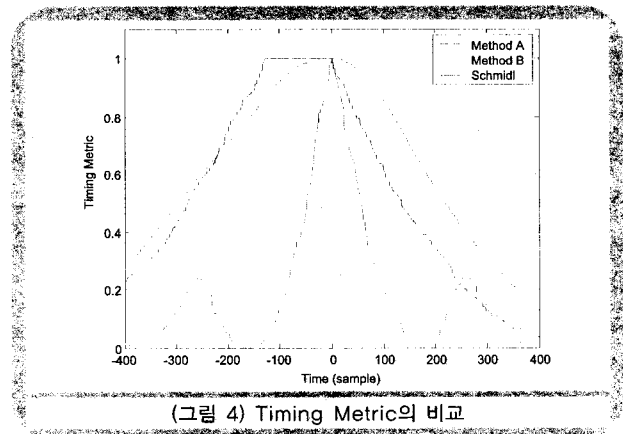
이때, 정규화 과정을 위해 다음과 같이 Power를 구한 후,

$$P_B(d) = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{L-1} |r(d+2Lk+m+L)|^2$$

다음과 같은 Timing metric이 최대가 되는 점을 심볼의 시작점으로 삼는다.

$$M_B(d) = \frac{|P_B(d)|^2}{R_B^2(d)}$$

(그림 4)는 두 방식과 Schmidl 방식에 있어서 Timing metric의 차이를 보여 준다. (그림 4)에서 알 수 있듯이, Schmidl이나 Minn의 방법에서 정확한 시작점 근처의 Timing metric 값은 거의 같은 값을 가진다.



(그림 4) Timing Metric의 비교

□ P-H의 심볼 동기 알고리즘 [13]

P-H의 심볼 동기 알고리즘은 $M(d)$ 와 $M(d+1)$ 사이의 차를 최대로 하기 위해 다음과 같은 형태의 Preamble을 사용한다.

$$P = [A \ B \ A^* \ B^*]$$

한편, 이상에서 설명한 알고리즘 외에도 다양한 심볼 동기 알고리즘들이 존재한다.

2. Frequency Synchronization

주파수 오차 추정을 할 때에, 일반적으로 추정기 (Estimator) 성능의 극대화를 위해서 정수배 주파수 오차와 소수배 주파수 오차를 따로 추정한다. 이때, 정수배 주파수 오차는 pilot 심볼을 이용하여 추정하고, 소수배 주파수 오차는 pilot 심볼이나 보호구간(즉, cyclic prefix)을 이용하여 추정하는 것이 일반적인 접근 방식이다.

좀 더 자세히 살펴보면, 정수배 주파수 오차는 도플러 천이 (Doppler shift)보다는 수신기 오실레이터 때문에 발생한다. 그리고, 일반적으로 파일럿 심볼 (Pilot symbol)을 사용하여 추정하며, Pilot symbol의 배치 및 구성 방법에 따라 추정방법이 달라지게 된다. 이와는 달리, 소수배 주파수 오차는 도플러 효과 및 발진기의 특성에 의해 주로 발생하게 되며, 부반송파 간격의 3-5% 이내인 경우, 시스템 성능에 큰 영향을 끼치지 않는다. 특히, 소수배 주파수 오차 추정은 이동성이 요구되는 경우에는 심볼단위로 추정하여야 되며, 이동성이 작고 Packet 길이가 짧은 경우는 Packet 단위로 1번 정도 추정하는 것이 효율적이다. 그리고, FFT단을 통과하게 되면 ICI (Intercarrier Interference)가 발생하기 때문에, 일반적으로 시간 영역에서 수행하게 된다.

한편, 상기에서 살펴본 특성들을 보면, 시스템에 따라서 주파수 오차 고려 사항은 약간씩 차이가 있을 수 있다는 것을 알 수 있다. 예를 들면, WLAN의 경우처럼 부반송파 간격이 넓은 경우에는 송신단과 수신단의 오실레이터간 불일치 (oscillator mismatch)만 고려해도 괜찮다. 그러므로, 정수배 주파수 오차 추정이 필요 없을 수도 있다. 반면에, DAB 시스템 처럼 부반송파 간격이 좁은 경우에는, 수신기 이동에 따른 도플러 천이도 중요하게 고려해야 한다. 그러므로, 정수배 주파수 오차 추정이 필요하다고 할 수 있다.

2.1 정수배 주파수 오차 추정

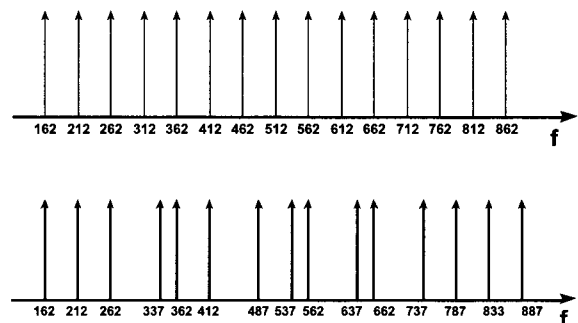
정수배 주파수 오차 추정을 위해서는 다음과 같은 사항들이 고려되어야 한다.

- 추정 가능 범위(Frequency offset range): 시스템 내의 Oscillator 오차의 범위(송수신기를 모두 고려)
- Robustness: 주파수 선택적 채널에 대한 정보 및 미세 시간 동기 오차를 모름
- Fractional frequency offset: 소수배 주파수 오차가 존재해도 안정적인 성능을 보장. 경우에 따라 소수배 주파수 오차가 없다고 가정
- Complexity: 정수배 주파수 오차에 사용되는 심볼은 다른 추정(채널, 소수배 주파수, 시간 동기)에도 반복적으로 사용되므로 간단한 연산으로 구현 가능해야 함

□ Pilot 심볼 기반의 정수배 주파수 오차 추정 [14]
 당 방식은 다음과 같은 주파수 영역에서의 Pilot 심볼과의 상관 관계를 이용한다.

$$d_{opt} = \max_d \sum_k Y(k-d) \cdot Z^*(k)$$

위 식에서, Z(k)는 Pilot 신호이고, Y(k)는 수신 신호이다. Pilot symbol은 (그림 5)와 같이 크게 등간격 Pilot Symbol 배치와 비 등간격 Pilot Symbol 배치를 가질 수 있다. 등간격으로 Pilot symbol을 배치하는 경우에는 Estimator의 추정 범위는 Pilot이 실리는 간격의 1/2로 제한 된다. 반면에, 추정 범위를 크게 하기 위해 PN sequence를 이용하여 비 등간격으로 Pilot symbol을 배치하여 주파수 오차 추정 범위를 확장시킬 수 있다.



(그림 5) Pilot symbol 배치 방법

□ B-H의 정수배 주파수 오차 추정 방법 [15]
 기존의 정수배 오차 추정은 시간동기가 맞지 않은 경우에는 주파수 오차를 보정할 수 없다. 이를 극복하기 위하여 제

안된 B-H의 정수배 주파수 오차 추정 방법은, 지연 상관 대역폭을 이용한 정수배 주파수 오차 추정 방법으로써, DAB의 Reference symbol과 같은 Pilot 구조를 사용하여 시간 오차가 존재하는 경우에도 정수배 주파수 오차 추정이 가능하다는 특징을 가진다.

시간 오차가 있는 경우, Pilot 심볼을 이용한 방법에서의 상관값을 정리하면 다음과 같다.

$$M(d) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} Y((k+d)_N) Z^*(k) \right|$$

$$= \left| \sum_{k=0}^{K-1} Z((k-\Delta f_i + d)_N) e^{j2\pi k T_{off} / N} Z^*(k) \right|$$

그리고, 앞에서 언급된 지연상관대역폭이란 시간 동기오차에 따른 무상관구간을 포함하지 않는 적분구간을 의미하며, 지연상관대역폭과 허용 시간동기 오차와의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$BW_C = \frac{1}{2T_{off}} \times BW$$

지연 상관 대역폭을 이용한 B-H의 정수배 주파수 동기 알고리즘은 다음과 같은 Metric을 사용하기 때문에, 기준신호와 수신 신호와의 무상관대역이 배제됨으로써 상관 값이 항상 의미를 갖게 된다.

$$\max_d \left\{ \sum_{m=0}^{N/K-1} \left| \sum_{k=mk}^{(m+1)K-1} Y((k+d)_N) Z^*(k) \right| \right\}$$

위 식에서, N은 부반송파의 개수이고, K는 각 상관함수 적분구간의 크기이며, N/K는 블록의 개수이다.

2.2 소수배 주파수 오차 추정

소수배 주파수 오차 추정을 위해서는 다음과 같은 사항들이 고려되어야 한다.

- 추정 가능 범위(Frequency offset Range): 시스템의 Oscillator 오차의 범위(송수신기를 모두 고려)
- Robustness: 주파수 선택적 채널에 대한 추정 및 미세 시간 동기 오차를 모름
- Complexity: 소수배 주파수 오차에 사용되는 심볼은 다른 추정(채널, 정수배 주파수, 시간 동기)에도 반복적으

로 사용되므로 간단한 연산으로 구현 가능해야 함

□ Beek의 소수배 주파수 오차 추정 방법 [6]

해당 방식은 시간 영역의 신호를 이용하여 수행되며, Pilot symbol 대신 Cyclic prefix를 사용하기 때문에 Blind method로 분류될 수 있다. 그리고, 추정기는 Joint maximum likelihood estimator가 사용된다.

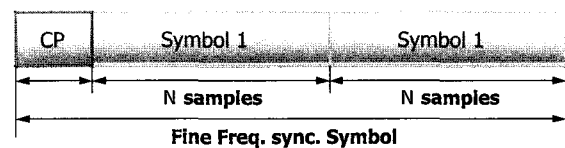
그리고, 본 방식이 사용되기 위하여, 정수배 주파수 동기는 맞아있다고 가정되며, 이동에 의한 Doppler 또는 Oscillator의 불안정성에 의한 주파수 오차가 시간에 따라 변화하는 환경을 가정하고 있다. 그리고, 본 방식은 매 심볼마다 동기를 Tracking하는 용도로 적합하다.

끝으로, 본 방식은 충분히 정확한 시간 동기 추정이 가능할 때 동작 가능하며, 보호 구간 (Guard Interval: GI)에는 이 전심볼의 영향이 포함되어 있기 때문에, 채널의 길이만큼을 제외한 GI길이만큼 Window크기를 설정한다. 그러므로, 추정 범위가 -0.5~0.5로 제한되게 된다.

□ Moose의 소수배 주파수 오차 추정 방법 [16]

Moose의 방식의 중요 특징은 다음과 같다.

- 주파수 영역에서 수행
- 같은 OFDM 심볼 2개를 보호구간없이 전송
- 첫번째와 두번째 심볼의 주파수 오차에 의한 위상차를 ML 개념으로 추정
- 특별한 형태의 심볼구조(보호구간이 없는 2개의 같은 심볼)를 필요로 하므로 지속적인 주파수 오프셋 추정이 불가능
- Burst 전송 환경(Packet의 길이가 짧은 경우)에서 적용 가능



(그림 6) Moose 방식에서 사용되는 심볼 구조

(그림 6)은 해당 방식이 사용하는 심볼 구조를 보여주고 있다.

시간 영역의 수신 신호를 다음과 같이 정의하면,

$$y(n) = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=-K}^K H_k X_k e^{j2\pi kn/N} \right] e^{j2\pi n\epsilon/N}$$

첫 번째 심볼과 두 번째 심볼의 주파수 영역 신호는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{1,k} &= \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi kn/N} \\ Y_{2,k} &= \sum_{n=0}^{N-1} y(n+N) e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{j2\pi n\epsilon/N} e^{-j2\pi kn/N} = Y_{1,k} e^{j2\pi n\epsilon} \end{aligned}$$

이때, 본 방식은 다음과 같은 $\hat{\epsilon}$ 를 추정하게 된다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im}[Y_{2k} Y_{1k}^*]}{\sum_{k=-K}^K \text{Re}[Y_{2k} Y_{1k}^*]} \right\}$$

□ Schmidl의 주파수 오차 추정 방법 [11]

Schmidl가 제안한 방식은, 2개의 심볼을 사용하여 훈련 심볼 (Training symbol)을 구성한다. 첫 번째 Training symbol은 시간 동기 및 소수배 주파수 추정에 사용하고, 두 번째 Training symbol은 정수배 주파수 추정에 사용된다.

당 방식의 주파수 추정 방법은 크게 두 단계를 거쳐 수행된다.

[First Step]은 Timing 추정과정을 통해서 정확한 심볼 시작 동기를 추정하는 단계이다. 이때, 첫 번째 Training symbol의 첫 번째 half와 두 번째 half 사이의 phase 차는 $e^{j\pi\epsilon}$ 이 된다, 여기서,

$$\therefore \hat{\epsilon} = \frac{1}{\pi} \text{Tan}^{-1}(P(\hat{\theta}))$$

이며, 추정범위는 -1~1사이가 된다. 그리고, Cyclic Prefix에 의해서 다중경로의 영향에서도 주파수 동기 획득이 가능하다.

[Second Step]은 [First step]에서의 추정치를 이용하여 (소수배) 주파수 오차 보정을 수행하는 단계이다. 첫 번째와 두 번째 Training 심볼을 FFT해서 주파수축 신호 ($Y_{1,k}, Y_{2,k}$)를 구한다. 그리고, 주파수 오차 추정을 위해 다음과 식이 최대가 되는 d를 추정한다.

$$M(d) = \frac{\left| \sum_{k \in X} Y_{1,k+2d}^* \cdot V_k^* \cdot Y_{2,k+2d} \right|^2}{2 \left(\sum_{k \in X} |Y_{2,k}|^2 \right)}$$

당 방식의 추정 가능한 Frequency offset의 범위는 Arctan 함수의 1-to-1 Mapping range와 일치하며, 동일한 두 부분 신호간의 거리와 같다.

III. Channel Estimation

서론에서 언급한 바와 같이 신호가 무선 채널을 통해서 전송될 경우, 다양한 왜곡을 겪게 되므로, 수신 성능을 향상시키기 위해서는 채널에서 발생한 크기/위상/간섭 등의 왜곡을 예측하여 신호를 송신시의 형태로 복원시키기 위한 과정이 필요하다. 특히, 광대역을 이용하여 신호를 전송하는 차세대 이동 통신에서는, (그림 7)과 같이 주파수 선택적 왜곡이 협대역에 비해 심각해지기 때문에, 채널 추정에 대한 중요도가 더욱 증대될 것이다.

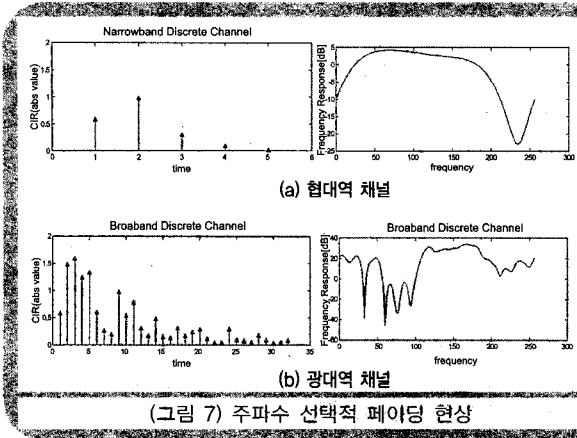
OFDM 시스템은 기존의 단일 반송파 시스템과는 달리, 다중 반송파를 사용하여 신호를 전송한다. 그러므로, OFDM 채널 모델의 블록도를 보여주고 있는 (그림 8)에서 볼 수 있듯이, 각 부 반송파들에 대한 독립적인 채널 모델링이 병렬적으로 표현 가능하며, 다음과 같은 식으로 나타내어 진다.

$$Y_k = H_k X_k + W_k$$

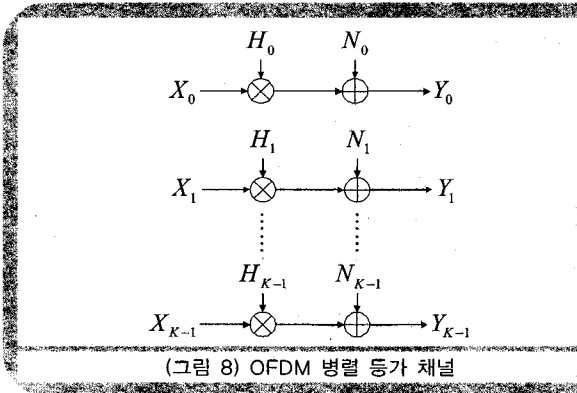
이를 일반적으로 OFDM의 병렬 등가 채널 모델이라 부른다. 이때, 각 부 반송파들은 좁은 협대역을 통해 하나의 신호를 전송하므로, 부 반송파 각각은 주파수 선택적 왜곡을 거의 겪지 않을 수 있다.

그러므로, 기존의 단일 반송파의 경우처럼 복잡한 등화기가 필요 없으며, 각 반송파 별로 거의 1-tap만을 가진 지극히 간단한 구조의 등화기만이 요구 된다.

한편, (그림 8)에 나타나 있는 등가 채널은 표현의 효율성을 위하여 주파수 영역에서의 벡터-행렬 형태 (Vector-matrix form)로 종종 표기하며, 그 형태는 다음과 같다.



(그림 7) 주파수 선택적 페이딩 현상



(그림 8) OFDM 병렬 등가 채널

$$y = Xh + w$$

위 식에서 y 는 수신 신호 벡터이고, X 는 송신 신호 대각 행렬이며, h 는 병렬 등가 채널 벡터, w 는 병렬 잡음 벡터이다. 그리고, 이들 벡터/행렬들의 정의는 다음과 같다.

$$y = \begin{bmatrix} y(0) \\ M \\ Y(N-1) \end{bmatrix},$$

$$X = \begin{bmatrix} X(0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & X(N-1) \end{bmatrix},$$

$$w = \begin{bmatrix} w(0) \\ M \\ w(N-1) \end{bmatrix},$$

$$h = \begin{bmatrix} H(0) \\ M \\ H(N-1) \end{bmatrix},$$

1. Pilot을 이용한 채널 추정

가장 널리 사용되는 채널 추정 방식은 송수신단에 미리 알려진 Pilot 심볼을 사용하는 것이다. 즉, 수신기는 수신된 pilot 심볼들을 이용하여 OFDM 시스템의 전 전송 대역의 주파수 응답을 예측한다. 이때, 시스템 성능을 결정하는 가장 중요한 요소 중의 하나가 바로 Pilot 심볼들이 다중 반송파들 간에 어떻게 배치되는냐는 것이다.

1.1 Pilot Pattern

□ Block type

(그림 9(a))에 나타나 있는 Block type의 Pilot 패턴은 주파수 축 상의 Interpolation을 하지 않고 시간 축 상에서만 Interpolation을 수행하는 방식이다. 즉, 주파수 선택적 채널 (Frequency selective channel)에 적합한 방식이라고 할 수 있다. 그러므로, 시간 축 상에 고속의 시간 선택적 채널 (Fast time selective channel)이 존재하는 경우에는 적합하지 않다고 할 수 있다. 그리고, 시간 영역에서의 표본화 이론 (Sampling theorem)에 따라 다음식이 성립하여야 한다.

$$N_{time} = \frac{1}{f_{Doppler} T_{tot}}$$

$$= \frac{1}{(N + G)f_{Doppler} T_{sampling}}$$

□ Comb type

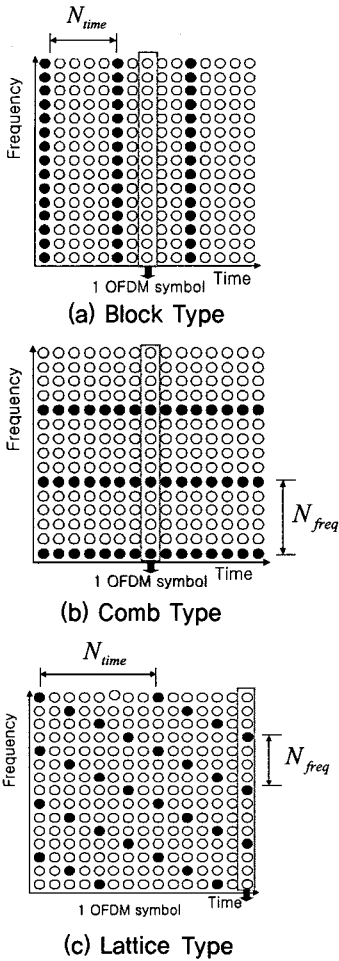
(그림 9(b))에 나타나 있는 Comb type의 Pilot 패턴은 시간 축 상의 Interpolation을 하지 않고 주파수 축 상에서만 Interpolation을 수행하는 방식이다. 즉, 고속의 시간 선택적 채널에 적합한 방식이며, 주파수 선택적 채널에는 적합하지 않는 패턴이다. 그리고, 주파수 영역에서의 Sampling theorem에 따라 다음식이 성립하여야 한다.

$$N_{freq} < \frac{N}{L_{ch}}$$

□ Lattice type

(그림 9(c))에 나타나 있는 Lattice type의 Pilot 패턴은 시간 축과 주파수 축 모두에서 Interpolation을 수행하는 방식이다. 당 패턴은 무선 채널의 주파수와 시간 상의 선택적 특성을 면밀히 고려한 후, 사용하는 Pilot의 개수를 최소로 하기

위하여 제안된 구조이다.



(그림 9) Pilot Pattern

2. LS/LMMSE Estimator

2.1 Least Squares (LS) Estimator

채널 추정 방식은 다양한 종류가 있으나, 일반적으로 가장 널리 사용되는 방식이 바로 LS Estimator이다. 이 방식은 다음과 같은 비용 함수 (Cost function)를 사용한다.

$$J(\mathbf{h}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{h}}\|^2$$

이때, 백색 가우시안 잡음만이 존재하므로, 해는 다음과 같이 주어진다

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{y}$$

백색 가우시안 잡음만을 고려하므로, LS Estimator의 Mean Square Error 성능은 다음과 같다.

$$MSL_{LS} = \frac{1}{SNR}$$

즉, LS Estimator의 성능은, 채널이 얼마나 주파수 선택적인가와 Pilot Pattern이 얼마나 조밀한가와는 무관하게 신호 대 잡음비에 의해서 결정된다.

2.2 LMMSE Estimator

LMMSE Estimator는 다음과 같은 비용 함수 (Cost function)를 사용한다.

$$J(\mathbf{h}) = E\{\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|^2\}$$

위 식은 채널의 통계 특성(부반송과 사이의 상관관계)에 관한 함수이며, 수신신호와 채널 주파수 응답에 대한 Wiener-Hopf 해는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{LMMSE} &= \mathbf{R}_{hy} \mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{y} \\ &= \mathbf{X}^H \mathbf{R}_h (\mathbf{X} \mathbf{R}_h \mathbf{X}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{y} \end{aligned}$$

그리고, 당 방식의 Mean Square Error 성능은 다음과 같다.

$$MSG_{LMMSE} = \frac{1}{N_p} \sum_{k=1}^{N_p} \{ |h_k - \hat{h}_k|^2 \}$$

이 방식은 채널의 상관도가 클수록 낮은 SNR에서 좋은 성능을 보인다.

LS Estimator는 채널 추정 과정이 매우 간단한 대신, 추정 오차가 크다. 이에 비해서, LMMSE Estimator는 최적의 채널 추정으로 매우 작은 추정 오차를 보이지만, 채널의 통계 특성과 신호대 잡음비를 얻기 위해 많은 데이터 샘플이 필요하며, 대부분의 복잡도는 채널의 상관 행렬을 구하는 과정과 역행렬 연산에서 발생한다.

3. Interpolation Techniques

Interpolation 방식은 크게 선형 방식과 비선형 방식으로 나눌 수 있으며, 선형 방식의 특징은 다음과 같다.

- 추정된 채널 사이를 직선으로 연결
- 인터플레이션 기법 중 가장 적은 계산량
- 인터플레이션의 정확성이 떨어질 수 있음

(그림 10-(a))의 경우에는 다음과 같은 선형 보간 식이 사용될 수 있다.

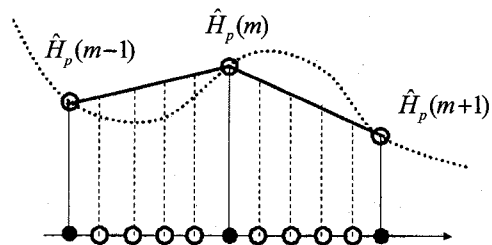
$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mL+l) \\ &= \hat{H}_p(m) + \frac{l}{L} (\hat{H}_p(m+1) - \hat{H}_p(m)) \end{aligned}$$

반면, 비 선형 방식은 다소 복잡하지만 상당히 정확한 Interpolation 수행이 가능하다. 예를 들면, 이차 다항식을 사용한 보간법 (Second order polynomial interpolation)은 추정된 채널 응답값 사이를 2차 곡선으로 연결하여 추정하는 방식으로 Linear interpolation보다 정확한 채널 추정이 가능하다. 다음은 그림 10-(b)의 경우에 사용될 수 있는 한 가지 다항식 예이다.

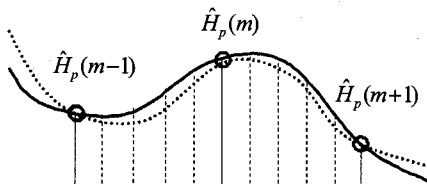
$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mL+l) \\ &= C_{-1} \hat{H}_p(m-1) + C_0 \hat{H}_p(m) + C_1 \hat{H}_p(m+1) \end{aligned}$$

위 식에서, 각 계수의 정의는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} C_{-1} &= \frac{\alpha(\alpha-1)}{2}, \quad C_0 = -(\alpha-1)(\alpha+1) \\ C_1 &= \frac{\alpha(\alpha+1)}{2}, \quad \alpha = l/L \end{aligned}$$



(a) Linear interpolation



(b) Non-Linear interpolation

(그림 10) Interpolation Techniques

IV. 결 론

차세대 이동 통신의 핵심 전송 기술로 연구되고 있는 OFDM 방식은 다중 반송파를 사용하는 대표적인 전송 기술로써, OFDM 시스템의 향상된 성능 획득을 위한 가장 중요한 수신 기술 분야가 동기 획득 기술과 채널 추정 기술들이다.

동기 획득 기술은 크게 “시간 동기 오차 추정”과 “주파수 동기 오차 추정”으로 분류되며, 이 중에서 시간 동기 오차 추정 방식은 또 다시 두 가지로 분류할 수 있다.

즉, Pilot Pattern이나 Cyclic Prefix를 이용하는 “시간 영역 OFDM 신호 이용 방법”과 주파수 영역 수신 신호의 Phase 정보를 이용하는 “주파수 영역 OFDM 신호 이용 방법”이 그것이다.

한편, 높은 전송률을 가지는 시스템에 대한 요구에 부응하기 위하여 QAM과 같은 High-order Modulation을 사용하기 위해서는 정확한 채널 추정이 필요하다. 이를 위한 다양한 기술들이 연구 개발되어 왔으며, 일반적으로 Pilot을 이용하여 채널 추정이 수행된다.

이와 관련하여, 채널 추정은 pilot이 존재하는 부분과 존재하지 않는 부분에 대하여 동시에 수행되어야 한다. Pilot이 존재하는 부분은 일반적으로 가장 간단한 추정 알고리즘인 LS 방식이 사용되거나, 다소 복잡하지만 채널의 통계적 특성을 활용하여 더욱 정확한 채널 추정을 할 수 있는 LMMSE 방식이 널리 사용된다. 그리고, pilot이 존재하지 않는 부분에 대해서는 선형 혹은 비선형 Interpolation 기법을 사용하여 채널을 추정한다.

끝으로, 차세대 이동 통신 시스템은 OFDM 방식과 다중 안테나 기술이 결합되어 사용되려는 추세이다. 그러므로, 가장 중요한 연구 분야 중의 하나가 다중 안테나를 고려한 Pilot Pattern 설계 및 채널 추정 알고리즘 개발이다.

특히, 높은 주파수 효율을 유지하기 위하여, 적은 Pilot 심볼 밀도를 유지하면서 동시에 효율적 다중 안테나 채널 추정을 가능케 해주는 알고리즘 및 Pilot pattern 개발은 지속적으로 연구 개발되어야 할 중요한 핵심 기술이라고 말할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] J. G. Proakis, "Digital Communications," 3rd Ed., New York, McGraw-Hill, 1995.
- [2] B. Sklar, "Digital Communications," Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1998.
- [3] 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.
- [4] G. L. Stuber and M. Russel, "Terrestrial digital video broadcasting for mobile reception using OFDM," in Proc. IEEE GLOBECOM, pp. 2049-2053, Nov. 1995.
- [5] L. Hanzo, "Bandwidth efficient wireless multimedia communications," Proc. IEEE, Vol. 86, no. 7, pp. 1342-1382, July 1998.
- [6] J.J van de Beek et all, "ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems", IEEE Trans. Signal Processing, Vol.45, No.7, pp.1800-1805, 1997
- [7] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Commun., Vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [8] F. Tufvesson and T. Maseng, "Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems," in Proc. IEEE VTC, pp. 1639-1643, May 1997.
- [9] J.-J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in Proc. IEEE VTC, pp. 815-819, July 1995.
- [10] K. Taura, M. Tsujishta, M. Takeda, H. Kato, M. Ishida and Y. Ishida "A Digital Audio Broadcasting(DAB) Receiver", IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol.42, No.3, pp.322-326, Aug. 1996
- [11] Timothy M. Schmidl and Donald C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM", IEEE Trans. Comm., VOL.45, No.12, pp.1613-1621, 1997
- [12] H. Minn, M. Zeng, and V.K. Bhargava, "On Timing Offset Estimation for OFDM Systems," IEEE Communication Letters, vol. 4, pp. 242-244, Jul. 2000
- [13] Byungjoon Park, Hyunsoo Cheon, Changeon Kang, Daesik Hong, "A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems," IEEE Communication Letters, Vol. 7, pp.239-241, May, 2003.
- [14] H. Nogami, T. Nagashima, "A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems", PIMRC' 95, pp.1010-1015, 1995.
- [15] Keukjoon Bang, Namshin Cho, Jaehee Cho, Kwanchul Kim, Hyuncheol Park, Daesik Hong, "A coarse frequency offset estimation in an OFDM system using the concept of the coherence phase bandwidth," IEEE Trans. on Communications, Vol. 49 Issue: 8, p.p 1320 - 1324, Aug 2001.
- [16] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency-division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Commun., Vol.42, No.10, pp.2908-2914, Oct. 1994.

약 력



유철우

1995년 연세대학교 전자공학과 석사
 1999년 연세대학교 전자공학과 박사
 1999년 ~ 2003년 LG전자 책임연구원
 2003년 ~ 2004년 EoNex 책임연구원
 2004년 ~ 2006년 삼성전자 책임연구원
 2006년 ~ 현재 명지대학교 통신공학과 조교수
 관심분야: 차세대 (4G) 이동 통신 시스템 및 관련 요소 기술,
 다중 안테나, 채널 코딩



홍대식

1985년 연세대학교 석사
 1990년 Ph.D.E.E, Purdue Univ, West Lafayette
 1991년 ~ 현재 연세대학교 전기전자공학과 교수
 관심분야: 이동통신, 통신이론, 신호처리, 적응형 필터