

광대역 무선 액세스를 위한 다중 수신 안테나를 갖는 OFDMA 시스템의 낮은 복잡도의 타이밍 딜레이 추정기 구현[†]

(Low-complexity implementation of OFDMA timing delay detector with multiple receive antennas for broadband wireless access)

원 희 철*

(Hui-Chul Won)

요 약 본 논문은 광대역 무선 액세스를 위하여 다중 수신 안테나를 갖는 OFDMA 시스템의 타이밍 딜레이 추정기의 구현 복잡도를 낮추는 방안을 제안한다. 타이밍 딜레이 값을 추정하기 위해 각 수신 안테나 별로 푸리에 연산과 역 푸리에 연산을 수행하므로, 다중 수신 안테나를 사용하는 경우에는 계산 복잡도가 큰 단점이 있다. 먼저, 각 안테나에 수신된 레인징 심볼의 위상을 회전시키는 구조를 제안함으로써 각 안테나의 역 푸리에 연산을 제거하여 구현 복잡도를 크게 개선할 수 있다. 둘째로, N점/M구간 푸리에 연산을 수행하고 시간 대역 평균 전력 추정기 대신 주파수 대역 평균 전력 추정기를 포함한 구조를 제안함으로써 성능 저하 없이 복잡도를 크게 낮출 수 있다. 기존 방식에 대하여 제안된 두 가지 구조의 복잡도 개선량을 보여주고, 시뮬레이션 결과를 통해 성능 비교를 실시한다.

핵심주제어 : OFDMA, 광대역 무선 액세스, 타이밍 딜레이 추정기, 다중 수신 안테나, 푸리에 연산

Abstract In this paper, we propose low-complexity implementation of orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) timing delay detector with multiple receive antennas for broadband wireless access (BWA). First, in order to reduce the computational complexity, the detection structure which rotates the phase of the received ranging symbols is introduced. Second, we propose the detection structure with the N-point/M-interval fast Fourier transform structure and a frequency-domain average-power estimator for complexity reduction without sacrificing the system performance. Finally, simulation results for the proposed structures and complexity comparison of the existing structure with the proposed detectors are presented.

Key Words : orthogonal frequency division multiple access (OFDMA), broadband wireless access, timing delay detector, multiple receive antennas, fast Fourier transform (FFT)

[†] 이 논문은 2006학년도 대구대학교 학술연구비 지원에 의한 논문임.

* 대구대학교 컴퓨터·IT공학부

1. 서 론

광대역 무선 액세스 (BWA, broadband wireless access)는 케이블 모뎀과 디지털 가입자 망 (DSL, digital subscriber line) 서비스를 대체할 유력한 대안으로 평가받으며 많은 관심을 받고 있다. 초당 수십 메가비트 이상의 속도를 제공할 수 있는 광대역 무선 액세스 기술은 무선 정보 단말기의 급속한 대중화에 의해 차세대 광대역 액세스를 위한 가장 중요한 해결책의 하나가 되고 있다. 특히, 고정되어 움직임 없는 광대역 무선 액세스 (fixed BWA) 시스템과 이동성을 갖는 모바일 광대역 무선 액세스 (mobile BWA) 시스템을 위한 국제 표준으로 IEEE 802.16 표준이 제정되었고, 주로 무선 도시 지역 네트워크 (MAN, metropolitan area network)에 적용된다[1]-[3]. IEEE 802.16에서는 11 GHz 미만에서 동작하는 시스템 및 10 GHz와 60 GHz 사이에서 동작하는 시스템을 위하여 다양한 물리 계층 (PHY, physical layer) 규격이 제안되어 운용되고 있다. 단일 반송파 (SC, single carrier) 변복조 방식을 기반으로 10 GHz와 66 GHz 사이에서 정의된 규격은 Wireless MAN-SC air interface라고 불린다. 11 GHz 이하의 등록된 주파수 대역에서는, 단일 반송파 변복조 방식을 기반으로 Wireless MAN-SCa air interface가 정의되어 있고, 다중 반송파 변복조 방식인 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 방식을 기반으로 Wireless MAN-OFDM air interface와 Wireless MAN-OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) air interface가 정의되어 있다[1]-[6]. 특히, IEEE 802.16 Wireless MAN-OFDMA air interface는 대한민국에서 자체 개발하여 표준화 과정을 거친 후 2006년 6월에 상용화된 와이브로 (WiBro) 기술과 상호 호환이 된다. WiBro는 wireless broadband의 약어로서 3세대 셀룰러 시스템보다 높은 데이터 핸들링을 특징으로 하고, HPi (high-speed portable internet)라는 이름으로 대한민국 기술 표준으로 개발되었다가 WiBro로 개명된 후 글로벌 일치를 위하여 IEEE 802.16e 규격을 자체 표준으로 채택하였다[6]. 본 논문에서는 OFDMA 시스템에서의 타이밍 딜레이 추정 방법에 대하여 살펴보고자 한

다. 본 논문에서 제안된 추정기는 IEEE 802.16 Wireless MAN-OFDMA air interface에 적용 가능하고, 또한 국내 와이브로 시스템에도 적용이 가능하다.

한편, OFDMA 시스템에서는 패스트 푸리에 변환 (FFT, fast Fourier transform)을 통해 변복조가 이루어지고, 256, 512, 1024 또는 2048개의 부반송파는 다수의 서브채널로 나뉘어진다. 하향 링크 (DL, downlink)의 경우, 각 서브채널들은 데이터를 논리적 스트림으로 분리하기 위하여 사용되고, 각 스트림들은 서로 다른 변조와 코딩을 사용하여 서로 다른 채널 특성을 갖는 가입자들을 위해 사용된다. 상향 링크 (UL, uplink)의 경우, 각 서브채널들은 다중 액세스를 위해 사용되는데, 일부 서브채널들은 레인징과 같은 물리 계층 기능을 위해 아껴두고, 나머지 서브채널들은 가입자 데이터들을 전송하는데 사용된다. 이때, 미디어 액세스 프로토콜 (MAP, media access protocol) 설정에 따른다.

OFDMA 시스템에서 타이밍 딜레이를 추정하는 과정은 레인징 기능의 핵심 과정이다. 레인징 채널은 최초 네트워크 진입 또는 재진입 과정에서 시스템 채널과 동기를 맞추고자 하는 모바일 스테이션 (MS, mobile station)에 의해 사용된다. 레인징 신호는 UL-MAP 메시지에 규정되어 있는 144개의 비연속적인 부반송파들로 구성된 레인징 채널을 통해 전송된다. 레인징 부반송파들을 변조하기 위하여 길이가 144인 BPSK (binary phase shift keying) 시퀀스가 사용되고, BPSK 시퀀스는 생성 다항식 $1+x+x^4+x^7+x^{15}$ 을 통해 생성된 임의의 의사 (pseudo-random) 이진 시퀀스를 바탕으로 얻어진다[1]-[3]. 레인징을 위하여 모바일 스테이션은 레인징 요구 (RNG-REQ, ranging-request) 메시지를 전송하고, 모바일 스테이션의 전송 타이밍 딜레이에 대한 보정값은 레인징 응답 (RNG-RSP, ranging-response) 메시지를 통해 모바일 스테이션에게 되돌려진다. IEEE 802.16 OFDMA 시스템에서는 수신된 레인징 신호와 사용자 고유 코드 간의 상관 (correlation) 값을 취함으로써, 그리고 최대의 상관 값을 갖는 지점을 찾음으로써 매우 쉽고 정확하게 타이밍 딜레이 값을 찾을 수 있다[7]-[13]. 다만, 수신 안테나 별로 패스트 푸리에 연산과 역 패스트 푸리에 연산

(IFFT, inverse FFT)를 매년 수행하여야 하기 때문에, 다중 수신 안테나를 사용하는 경우에는 계산 복잡도가 매우 높은 단점을 갖는다. 따라서, 본 논문에서는 타이밍 딜레이 값을 찾는 수신기 구조의 계산 복잡도를 낮추는 방안을 제안한다. 제 2장에서는 IEEE 802.16 OFDMA 시스템에 적용되어 있는 GLRT (generalized likelihood ratio test) 알고리즘 기반의 타이밍 딜레이 추정기에 대하여 설명한다. 제 3장에서는 다중 안테나 별로 수행되는 역패스트 푸리에 연산을 제거하기 위하여 각 안테나에 수신된 레인징 심볼의 위상을 회전시키는 구조를 제안한다. 또한, 제 4장에서는 N점 패스트 푸리에 연산을 정해진 M구간에서만 수행하고 시간대역 평균 전력 추정기 대신 주파수 대역 평균 전력 추정기를 포함시키는 구조를 제안한다. 4장에서 제안된 구조는 기존 구조와 비교하여 성능은 열화되지 않으면서 복잡도를 1/3 이하로 줄일 수 있다. 제 5장에서 실험 결과를 제시하고, 마지막으로 결론을 맺는다.

2. 코드 검출 및 타이밍 딜레이 추정

기존 제안된 대부분의 전송 타이밍 딜레이 추정 구조는 주기적 프리픽스 (CP, cyclic prefix) 샘플과 같은 반복된 OFDM 신호 부분 간의 상관 관계를 사용하여 타이밍 동기를 맞춘다[7]-[10]. 이러한 구조들은 신호 대 잡음비 (SNR, signal-to-noise power ratio)가 낮을 때는 정확한 타이밍 지점을 제공하지 못하는 단점을 갖고 있다. 이를 개

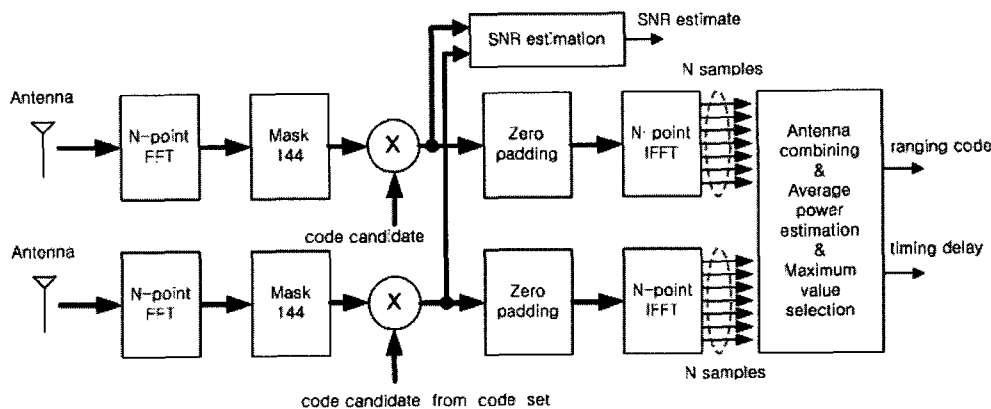
선하기 위하여 그림 1과 같이, 수신된 레인징 신호와 각 사용자의 고유 코드 간의 상관 관계를 취한 후, 최대 상관 값을 갖는 지점을 찾는 구조가 제안됨으로써 심볼 타이밍을 매우 정확하게 얻을 수 있다[11]-[13]. 그림 1은 2개의 수신 안테나를 갖는 IEEE 802.16 OFDMA 수신기의 레인징 코드 검출 및 타이밍 딜레이 추정 구조를 보여주고 있다. 코드 검출 및 타이밍 딜레이 추정 기법은 GLRT (generalized likelihood ratio test) 알고리즘에 기초한다[14]-[15]. 그림 1의 추정 구조의 내용을 세부적으로 기술하면 다음과 같다. 먼저, i 번째 수신 안테나에 수신된 복소 시퀀스를 $x^i[k]$ 라고 하면 i 번째 안테나에 대한 N점 패스트 푸리에 변환의 출력 $X^i[n]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$X^i[n] = \sum_{k=0}^{N-1} x^i[k] e^{-j2\pi nk/N} \quad (1)$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1,$$

$$i = 0, 1.$$

N점 패스트 푸리에 변환을 수행하여 $X^i[n]$ 을 얻으면, 그 중에서 144개의 레인징 심볼 $X_R^i[r]$, $r = 0, 1, \dots, 143$ 을 추출한다. 그림 1의 “Mask 144” 블록은 144개의 레인징 심볼을 추출하는 역할을 수행하며, UL-MAP 메시지에 규정되어 있는 내용 (레인징 심볼의 부채널 위치)에 의거하여 동작한다. 한편, 전체 N_c 개의 후보 코드 중에서 실제 사용된 레인징 코드를 찾기 위하여, N_c 개의 후보 코드와 추출된 레인징 심볼을 아래와 같이 곱한다.



<그림 1> 레인징 코드 검출 및 타이밍 딜레이 추정 구조

$$X_{R,m}^i[r] = X_R^i[r]c_m[r] \quad (2)$$

$$r = 0, 1, \dots, 143$$

$$m = 0, 1, \dots, N_c - 1$$

이때, $c_m[r]$ 은 N_c 개의 후보 코드 중에서 m 번째 코드 시퀀스이다. 결국, 전체 N_c 개의 후보 코드 중에서 뒤에 설명될 검출 알고리즘을 만족시키는 특정 코드를 선택하게 된다. 후보 코드와 곱하여 얻은 $X_{R,m}^i[r]$, $r = 0, 1, \dots, 143$ 값은 SNR 값 추정을 위해 사용되는 동시에, 0이 삽입되어 역 패스트 푸리에 변환을 위한 입력으로 사용되어진다. 각 수신 안테나에 대한 역 패스트 푸리에 변환 결과는 다음과 같다.

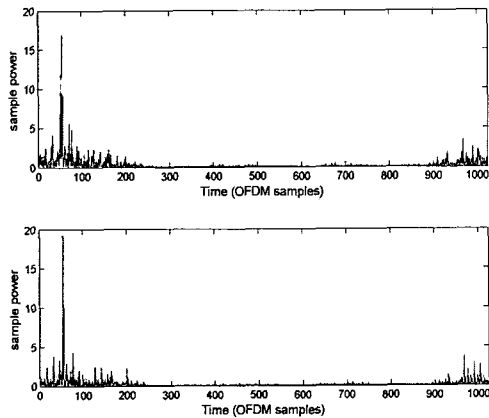
$$x_m^i[k] = \sum_{n=0}^{N-1} X_m^i[n] e^{j2\pi nk/N} \quad (3)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

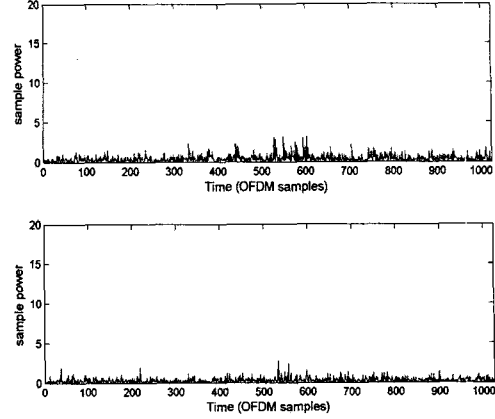
$$i = 0, 1$$

이때, $X_m^i[n]$ 은 그림 1의 “Zero padding” 블록을 통해서 얻어지는데, 144개 레인징 채널 중의 하나에 해당되면 $X_m^i[n] = X_{R,m}^i[n]$ 이고, 144개 레인징 채널 중의 하나가 아니면 $X_m^i[n] = 0$ 이 된다.

그림 2와 그림 3은 식 (3)을 통해 얻은, 각 안테나 별 N 점 역 패스트 푸리에 변환의 출력 샘플의



<그림 2> 각 안테나의 역 패스트 푸리에 변환 결과 (곱해진 코드가 사용자 코드와 같을 때)



<그림 3> 각 안테나의 역 패스트 푸리에 변환 결과 (곱해진 코드가 사용자 코드와 다를 때)

파워를 보여주고 있다. 실험을 위하여 1024개 부반송파를 갖는 OFDMA 시스템에서 50개 샘플만큼 타이밍이 지연되었다고 가정하였다. 그림 2는 m 번째 후보 코드가 사용자의 고유 코드와 일치하는 경우이며, 50번째 샘플 지점에서 눈에 띄게 샘플 파워의 최대값이 발생한다는 것을 확인할 수 있다.

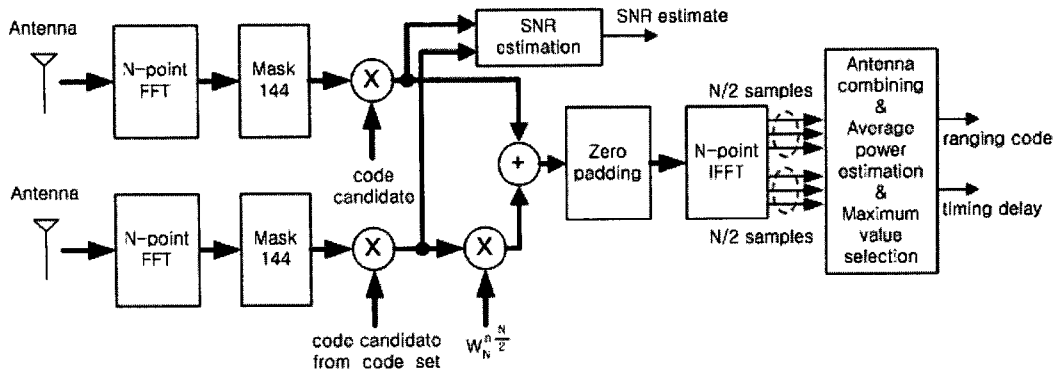
그림 3은 m 번째 후보 코드가 사용자의 고유 코드와 일치하지 않는 경우이며, 샘플 파워의 최대값이 다른 값들과 거의 차이가 없어 구별이 잘 되지 않는다. 결국, 샘플 파워의 최대값과 샘플 파워의 평균값을 비교하여 샘플 파워의 최대값이 미리 정해진 임계값 이상으로 샘플 파워의 평균값보다 크면, 그 때의 후보 코드를 레인징 코드 $c[r]$ 로 결정할 수 있고, 샘플 파워의 최대값이 발생하는 샘플 위치만큼 타이밍 딜레이 τ 가 발생하였음을 추정할 수 있다. 즉,

$$c[r] = c_m[r] \text{ and } \tau = \tau_m \text{ if } p_m > a_m h_{th} \quad (4)$$

$$m = 0, 1, \dots, N_c - 1$$

이때, p_m 과 a_m 은 각각 샘플 파워의 최대값과 샘플 파워의 평균값이고, h_{th} 는 미리 정해진 임계값이며, τ_m 은 샘플 파워의 최대값이 발생하는 지점이다.

$$a_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_m^{power}[k] \quad (5)$$



<그림 4> 위상 회전을 이용한 다중 수신 안테나에 대한 타이밍 딜레이 추정 구조

$$p_m = \max\{x_m^{power}[k], 0 \leq k \leq N-1\} \quad (6)$$

$$\tau_m = \bar{k} \text{ if } p_m = x_m^{power}[\bar{k}] \quad (7)$$

특히, 샘플 파워를 이용하므로 다중 수신 안테나를 사용하여 페이딩에 따른 추정 에러를 줄일 수 있다. 따라서, 각 안테나에 대한 샘플 파워를 결합하여 식 (5), 식 (6)과 식 (7)의 샘플 파워값 ($x_m^{power}[k]$)으로 사용한다. 2개의 수신 안테나를 사용하는 경우에는 식 (3)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$x_m^{power}[k] = |x_m^0[k]|^2 + |x_m^1[k]|^2 \quad (8)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

$$m = 0, 1, \dots, Nc-1$$

3. 위상 회전을 통한 복잡도 감소

실제 환경에서 타이밍 딜레이 값은 OFDMA 심볼 주기인 N 값과 비교하여 좁은 범위 내에서 발생한다. IEEE 802.16 OFDMA 시스템에서는 주기적 프리픽스 샘플 길이로 $N/8$ 을 사용하는데, 타이밍 딜레이 값이 주기적 프리픽스 샘플 길이를 넘는 경우도 드물다. 따라서, 샘플 파워의 최대값을 찾을 때, 식 (6)과 같이 역 패스트 푸리에 변환의 N 개 출력 샘플에서 찾지 않고 N 개 샘플 중 앞부분의 $N/2$ 개 샘플에서 찾아도 충분하다. 바꿔 생각하면 N 개 샘플 중 뒷부분의 $N/2$ 개 샘플에 해당하는 부분을 활용할 수 있다는 말이 된다. 본 논문에서는 그림 4와 같이, 두 번째 안테나의 레인징 심볼

볼을 $N/2$ 만큼 위상을 회전시킴으로써 N 개 샘플 중 뒷부분의 $N/2$ 샘플 구간에 해당하는 부분을 두 번째 안테나를 위해 활용하도록 제안한다. 이때, 두 번째 안테나에 포함되어 있던 N 점 역 패스트 푸리에 변환을 제거하여 복잡도를 개선할 수 있다. 그림 4를 자세히 살펴보면, 식 (2)에서 m 번째 코드와 곱해진, 두 번째 안테나의 레인징 심볼 $X_{R,m}^1[r]$ 을 아래와 같이 $N/2$ 만큼 위상 회전시켜 첫 번째 안테나의 레인징 심볼 $X_{R,m}^0[r]$ 에 더한다.

$$X_{R,m}[r] = X_{R,m}^0[r] + X_{R,m}^1[r] W_N^{n \frac{N}{2}} \quad (9)$$

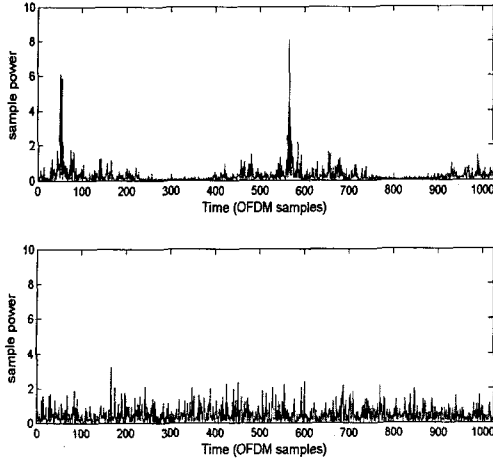
$$r = 0, 1, \dots, 143$$

이때, $W_N^k = e^{j2\pi k/N}$ 이다. 식 (9)를 통해 얻은 144개 $X_{R,m}[r]$ 심볼에 0을 추가하여 N 개의 심볼 $X_m[n]$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ 을 형성한 뒤, N 점 역 패스트 푸리에 변환을 통과시킨다.

$$x_m[k] = \sum_{n=0}^{N-1} X_m[n] e^{j2\pi nk/N} \quad (10)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

그림 5는 식 (10)을 통해 얻은 역 패스트 푸리에 변환의 출력 샘플의 파워를 보여주고 있다. 그림 5에서 위 그림은 m 번째 후보 코드가 사용자의 고유 코드와 일치하였을 경우이고, 아래 그림은 일치하지 않을 경우의 출력 샘플이다. 전체 N 개 샘플 구간 중에서 앞의 $N/2$ 샘플 구간에 첫 번째 안테나의 레인징 심볼에 대한 샘플 파워의 최대값이 생성되고, 뒤의 $N/2$ 샘플 구간에는 두 번째 안테



<그림 5> 위상 회전을 통해 얻은 역 패스트 푸리에 변환의 결과 (옳은 코드가 사용되었을 경우와 그렇지 않을 경우)

나의 레인징 심볼에 대한 샘플 파워의 최대값이 생성됨을 쉽게 알 수 있다. 즉, 50 샘플만큼 타이밍 딜레이가 발생한 경우, 첫 번째 안테나에 대한 샘플 파워 최대값이 50 샘플 지점에 존재하고, 두 번째 안테나에 대한 샘플 파워 최대값이 562 (=512+50) 샘플 지점에 존재함을 볼 수 있다. 이러한 결과는 m 만큼 위상 회전하여 패스트 푸리에 변환을 하면 m 개 샘플만큼 이동한 결과가 된다는 푸리에 변환 기본 특성에 의해 자명하다[16]. 즉,

$$x[k] = \text{IFFT}(X[n]) \quad (11)$$

$$\Leftrightarrow x[k-m] = \text{IFFT}(X[n]e^{j(2\pi m/N)n})$$

따라서, 각 안테나에 대한 샘플 파워를 결합하여 샘플 파워값을 계산하는 식 (8)은 식 (10)을 이용하여 다음과 같이 바뀌게 된다.

$$x_m^{\text{power}}[k] = |x_m[k]|^2 + |x_m[k + \frac{N}{2}]|^2 \quad (12)$$

$$k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$$

$$m = 0, 1, \dots, N_c - 1$$

결국, 식 (12)로부터 얻은 샘플 파워의 최대값과 샘플 파워의 평균값을 미리 정해진 임계값과 비교하여 레인징 코드 $c[r]$ 을 검출하고 타이밍 딜레이

τ 를 추정하는 식은 아래와 같이 바뀌게 된다.

$$c[r] = c_m[r] \text{ and } \tau = \tau_m \text{ if } p_m > a_m h_{th} \quad (13)$$

$$m = 0, 1, \dots, N_c - 1$$

이때,

$$a_m = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} x_m^{\text{power}}[k] \quad (14)$$

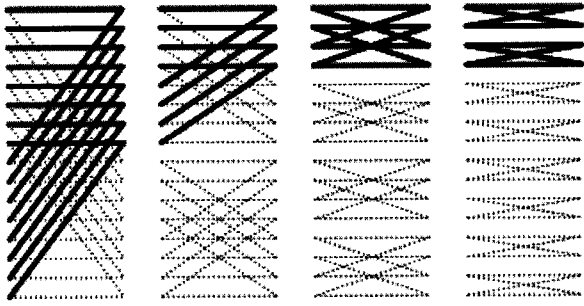
$$p_m = \max\{x_m^{\text{power}}[k], 0 \leq k \leq N/2 - 1\} \quad (15)$$

$$\tau_m = \bar{k} \text{ if } p_m = x_m^{\text{power}}[\bar{k}] \quad (16)$$

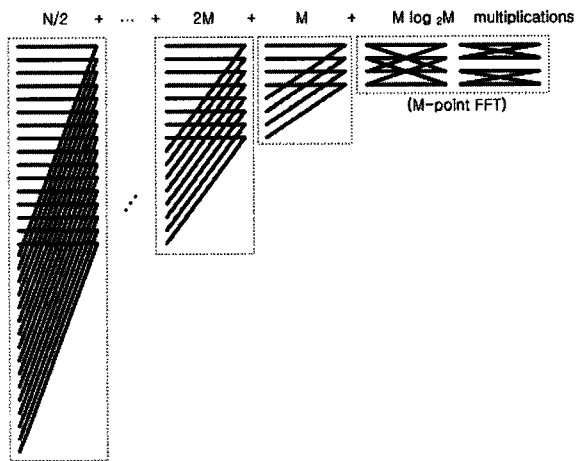
한편, 복잡도 비교를 위하여 그림 4를 그림 1과 비교해 보면, 역 패스트 푸리에 변환 대신 위상 회전을 위한 곱셈 구조가 추가되었다. N 점 역 패스트 푸리에 변환의 곱셈 연산은 $\log_2 N$ 개이고, 144개의 레인징 심볼을 위상 회전시키기 위해 필요한 곱셈 수는 144개이므로, $(\log_2 N - 144)$ 개의 곱셈 연산을 줄일 수 있다. 만약 4개의 수신 안테나를 사용하는 경우라면, 두 번째, 세 번째, 네 번째 안테나의 레인징 심볼을 각각 $N/4$ 만큼, $2N/4$ 만큼, $3N/4$ 만큼 위상을 회전시킨 후 첫 번째 수신 안테나의 레인징 심볼과 더하여 역 패스트 푸리에 변환을 통과시키면 된다. 각 안테나에 대한 샘플 파워의 최대값은 각각 $N/4$ 샘플만큼 떨어져 생성되고, 결국 총 4개의 역 패스트 푸리에 변환 중에서 3개를 제거하고 단 하나의 역 패스트 푸리에 변환만을 사용하여 타이밍 딜레이를 검출할 수 있다. 이때, 총 $3(\log_2 N - 144)$ 개의 곱셈 연산을 줄일 수 있다. 국내에서 현재 서비스되고 있는 와이브로 시스템을 가정한다면 $N=1024$ 이므로, 2개의 수신 안테나의 경우 10240개의 곱셈을 144개로 줄일 수 있고, 4개의 수신 안테나를 사용하는 경우에는 총 30720개의 곱셈을 432개의 곱셈으로 대체할 수 있다.

4. N점/M구간 푸리에 변환과 주파수 영역 파워 추정기를 이용한 복잡도 개선

3장에서 제안한 위상 회전 구조는 N 점 패스트 푸리에 변환을 144개의 곱셈으로 줄여 복잡도를



<그림 6> 16점/4구간 패스트 푸리에 변환



<그림 7> N점/M구간 패스트 푸리에 변환의 구조와 계산 복잡도

크게 개선시킬 수 있지만, 두 번째 안테나의 레인징 심볼을 위상 회전시켜 첫 번째 안테나의 레인징 심볼에 더하는 과정에서 각 안테나의 레인징 심볼에 섞여있는 잡음이 합쳐져 2배가 되기 때문에 타이밍 딜레이 검출 성능이 2장에서 살펴본 기존 구조와 동일하지 않다. 본 논문의 4장에서는 2장의 기존 구조와 성능이 동일하면서 복잡도를 감소시키는 구조를 제안하고자 한다. 실제 환경에서 타이밍 딜레이 값은 OFDMA 심볼 주기인 N 값과 비교하여 좁은 범위 내에서 발생하므로 식 (5)와 식 (6)을 다음과 같이 수정할 수 있다.

$$a_m = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x_m^{power}[k] \quad (17)$$

$$p_m = \max\{x_m^{power}[k], 0 \leq k \leq M-1\} \quad (18)$$

이때, M 은 $N/8$, $N/4$, $N/2$, 또는 N 이 될 수 있다. 식 (17)과 식 (18)에서 볼 수 있듯이, 패스트 푸리에 변환의 전체 N 개 출력 샘플 중에서 M 개 샘플만을 사용하므로, 그림 6과 그림 7과 같이 M 구간에 한정된 출력 샘플만을 계산하도록 N 점 패스트 푸리에 변환 동작을 설정하면 계산량을 줄일 수 있다. 그림 6은 16점 ($N=16$) 패스트 푸리에 변환을 4구간 ($M=4$)에 한정시킨 16점/4구간 패스트 푸리에 변환의 내부 연산을 보여주는 그림이고, 각 단계 별 버터플라이 연산 과정 중에서 진한 선으로 표시된 부분이 실제 연산이 수행되는 부분이다. 그림 7은 N 점/ M 구간 패스트 푸리에 변환의 연산 과정과 함께 각 단계별 곱셈 연산량을 표시하였다.

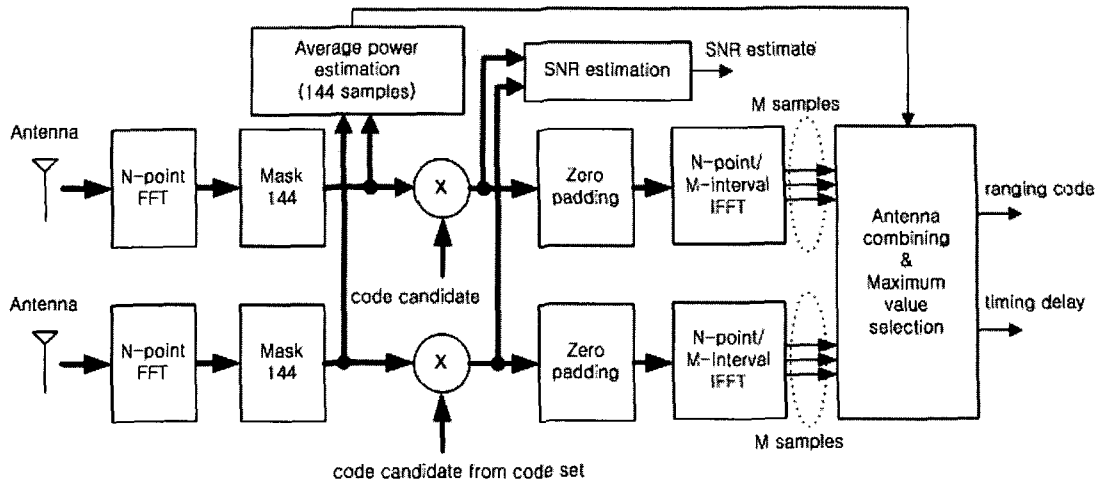
일반적인 N 점 패스트 푸리에 변환은 $M \log_2 N$ 개의 곱셈이 수행되는데 반해, 제안된 N 점/ M 구간 패스트 푸리에 변환은 $M \log_2 M + (N-M)$ 개의 곱셈이 수행된다. $M=N/4$ 으로 구간을 한정시키면, $N=1024$ 인 와이브로 시스템의 경우, N 점 패스트 푸리에 변환은 10240개의 곱셈이 필요한 반면에 N 점/ M 구간 패스트 푸리에 변환은 2816개의 곱셈만 필요하므로, 27.5% 연산량만 수행하면 된다.

그러나, 식 (5) 대신에 식 (17)을 사용함으로써 전체 성능이 저하된다. 성능이 저하되는 이유는 N 개 샘플 대신에 그보다 적은 M 개 샘플을 사용하여 평균을 구하므로 잡음 평균 (noise-average)의 효과가 줄어들기 때문이다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 주파수 대역에서 수행되는 샘플 파워 평균 추정기 구조를 제안한다. 그림 8은 N 점/ M 구간 역 패스트 푸리에 변환과 주파수 대역의 샘플 파워 평균 추정기를 포함한 구조를 보여주고 있다.

Parseval 이론에 의하면, 주파수 대역의 전체 에너지는 시간 대역의 샘플 파워의 총 합과 같다 [16]. 즉, $m=0, 1, \dots, N_c-1$ 에 대하여 식 (5)의

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_m^{power}[k] \text{ 는 제안된 구조의 } \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{143} X_{R,m}^{power}[r]$$

과 동일하다. 이때, $X_{R,m}^{power}[r] = |X_{R,m}^0[r]|^2 + |X_{R,m}^1[r]|^2$, $r=0, 1, \dots, 143$ 이다. 식 (5)와 비교하면, 성능은 동일하게 유지하면서, 수신 안테나 당 곱셈의 수가 N 개에서 144개로 줄어든다. 게다가 $m=0, 1, \dots, N_c-1$ 과 $r=0, 1, \dots, 143$ 에 대하여 $|c_m[r]|^2 = 1$ 인 특성을 이용하면 제안된 구조는 계



<그림 8> N점/M구간 역 패스트 푸리에 변환과 주파수 대역 평균 추정기를 포함한 구조

<표 1> 계산 복잡도 비교 (곱셈 개수)

그림 1		
N점 역 푸리에 변환 (IFFT)	식 (5), (6), (7)	
$NcN_R M \log_2 N$	$NcN_R N$	
총 곱셈 수 = $NcN_R N(\log_2 N + 1)$		
그림 8 (제안 구조)		
N점/M구간 IFFT	식 (21)	식 (22), (23)
$NcN_R M \log_2 M$ + $NcN_R(N - M)$	$144N_R$	$NcN_R M$
총 곱셈 수 = $NcN_R M \log_2 M + NcN_R N + 144N_R$		

산 복잡도를 더욱 효과적으로 줄일 수 있다. 즉, 식 (2)와 $|c_m[r]|^2 = 1$ 특성을 이용함으로써 샘플 파워 평균값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$a = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{143} |X_{R,m}^0[r]|^2 + |X_{R,m}^1[r]|^2 \quad (19)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{143} |X_R^0[r]|^2 + |X_R^1[r]|^2$$

식 (19)로부터 알 수 있듯이, 샘플 파워의 평균 값을 전체 Nc 개의 후보 코드에 대하여 단 한번만 구하면 되고, 따라서 전체 Nc 개의 후보 코드를 고려하면, 수신 안테나 당 곱셈의 수는 $Nc \cdot N$ 에서 144개로 급격히 줄어든다. 이 때 성능 저하는 전혀

발생하지 않는다. 그림 8을 보면, 식 (19)를 반영하여 m 번째 후보 코드를 곱하기 전에 “Mask 144” 블록의 출력 $X_R^i[r], i=0,1, r=0,1,\dots,143$ 을 곧바로 입력받아 평균 파워 값을 추정하는 것을 확인할 수 있다. 결국, 샘플 파워의 최대값과 샘플 파워의 평균값을 미리 정해진 임계값과 비교하여 레인징 코드 $c[r]$ 을 검출하고 타이밍 딜레이 τ 를 추정하는 식은 아래와 같게 된다.

$$c[r] = c_m[r] \text{ and } \tau = \tau_m \text{ if } p_m > a \cdot h_{th} \quad (20)$$

$$m = 0, 1, \dots, Nc - 1$$

이때,

$$a = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{143} |X_R^0[r]|^2 + |X_R^1[r]|^2 \quad (21)$$

$$p_m = \max\{x_m^{power}[k], 0 \leq k \leq M-1\} \quad (22)$$

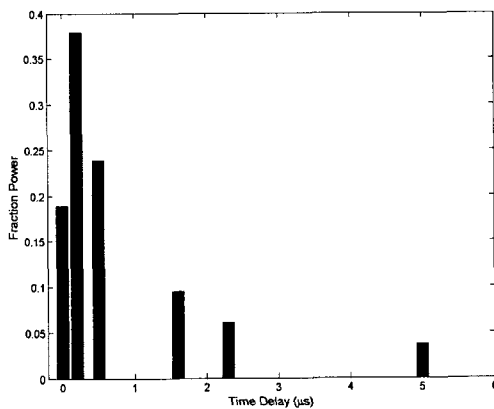
$$\tau_m = \bar{k} \text{ if } p_m = x_m^{power}[\bar{k}] \quad (23)$$

기존 구조 (그림 1)과 제안 구조 (그림 8)의 복잡도를 비교하기 위하여, 패스트 푸리에 변환의 샘플 개수 N 과 수신 안테나 개수 N_R , 그리고 후보 코드 개수 Nc 에 따른 전체 연산량을 정리하여 표 1에 나타내었다. $N=1024, N_R=2, Nc=32, M=256$ 인 경우, 기존 구조의 720,896개 곱셈 연산은 제안된 구조에서 196,896개의 곱셈 연산으로

줄어들게 되고, $N=1024$, $N_R=2$, $N_c=32$, $M=128$ 인 경우에는 123,168개의 곱셈으로 급격히 줄어드는 것을 표 1을 통해 쉽게 확인할 수 있다.

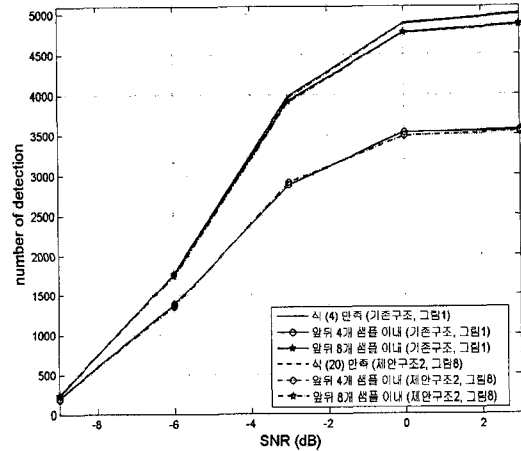
5. 실험 결과

기존 구조와 본 논문에서 제안된 구조의 성능을 비교하기 위하여 TU (typical urban) 채널 [17]을 사용하여 실험을 실시하였다. 그림 9는 TU 채널의 채널 프로파일을 보여주고 있다. 또한, 1024개의 부채널을 사용하였고, $80\mu s$ 의 심볼 주기와 0.001의 정규화된 도플러 주파수, 그리고 128개 샘플 길이의 주기적 프리픽스를 사용하였다. 그림 10과 그림 11, 그리고 그림 12는 각각 12dB와 10dB 그리고 8dB의 임계값을 설정하여 얻은, 기존 구조 (2장의 그림1)과 제안 구조 2 (4장의 그림8)의 성능을 보여주고 있다. 그림 안에 '식 (4) 만족'과 '식 (20) 만족'으로 표시된 것은 식 (4)와 식 (20)에 기술되어 있는 추정 기준, 즉, 샘플 파워 평균값과 임계값을 곱한 값보다 샘플 파워의 최대값이 커야 한다는 조건을 만족한 경우를 의미하고, '앞뒤 4개 샘플 이내'와 '앞뒤 8개 샘플 이내'로 표시된 것은 추정 기준을 통과하여 얻은 타이밍 딜레이 추정값이 각각 46샘플과 54샘플 사이에 있는 경우와 42샘플과 58샘플 사이에 있는 경우를 의미한다. 실험을 위하여 50샘플만큼 타이밍 딜레이를 고정적으로 발생시켜 전체 5000번 반복 실험을 하였고, 신

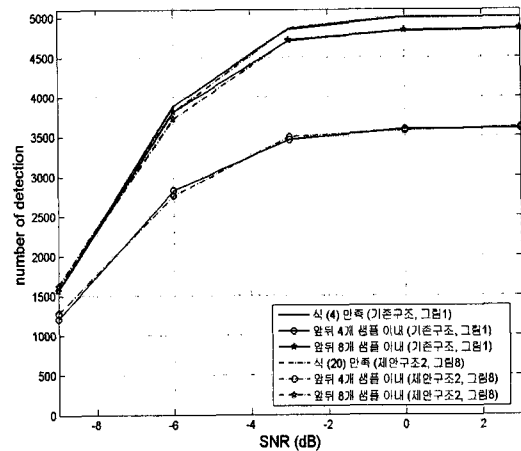


<그림 9> Typical Urban 채널

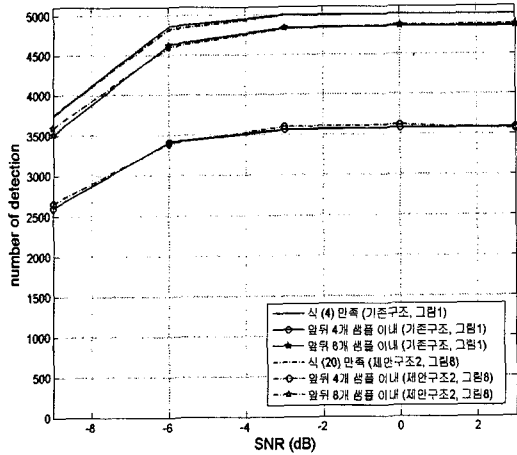
호 대 잡음 비 (SNR)을 기준으로 하여 x축에 나타내고, 전체 5000번의 실험 중에서 성공한 횟수를 y축에 결과로 나타내었다. 실험 결과를 살펴보면, 기존 구조와 제안 구조 2의 성능은 완전하게 동일함을 볼 수 있고, 신호 대 잡음 비가 커질수록 올바르게 추정된 횟수가 증가함을 쉽게 확인할 수 있다. 또한, 임계값을 낮출수록 올바르게 추정된 횟수가 증가함을 확인할 수 있다. 그러나, 표 2와 같이, 임계값이 작아질수록 올바르게 추정할 확률은 낮아진다. 표 2는 기존 구조에 대하여 -9dB SNR 환경에서 실험한 추정 성공 확률을 보여주고 있다. 추정 성공 확률은 식 (4)의 추정 기준을 만족한 횟수를 기준으로 하여, 지정된 범위 (앞뒤 4



<그림 10> 기존 구조와 제안 구조 2의 타이밍 딜레이 추정 성능 비교 (임계값=12dB)



<그림 11> 기존 구조와 제안 구조 2의 타이밍 딜레이 추정 성능 비교 (임계값=10dB)

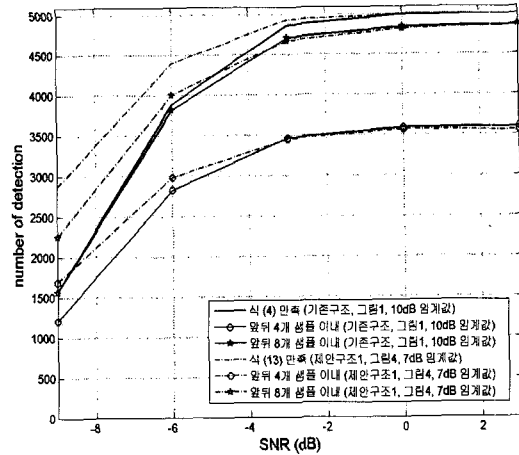


<그림 12> 기존 구조와 제안 구조 2의 타이밍 딜레이 추정 성능 비교 (임계값=8dB)

<표 2> 타이밍 딜레이 추정 성공 확률

	임계값		
	12 dB	10 dB	8 dB
앞뒤 4개 샘플 이내	87.7%	76.76%	69.51%
앞뒤 8개 샘플 이내	100%	99.49%	93.82%

개 또는 8개 샘플) 이내에 추정값이 존재하는 횟수의 비율을 의미한다. 표 2의 추정 성공 확률은 그림 10과 그림 11, 그리고 그림 12에서도 확인할 수 있다. 무늬 없는 실선의 결과값과 원 모양 (또는 별 모양) 실선의 결과값의 상대비율이 추정 성공 확률인데, 임계값이 작아질수록 두 실선의 간격이 벌어짐을 볼 수 있다. 이러한 결과는, 임계값이 작을수록 추정 기준을 만족하기 쉬워져 추정 성공 횟수는 증가하지만, 이와 동시에 잘못된 추정값이 추정 기준을 통과하기도 쉬워져서 추정 실패 (false alarm) 횟수도 증가하게 되기 때문이다. 결국, 임계값이 작아질수록 추정 성공 횟수도 증가하지만, 반대로 추정 실패 횟수도 증가하여 추정 성공 확률은 낮아지게 된다. 따라서, 임계값을 결정할 때는 이러한 사항을 반영하여 신중하게 결정하여야 한다. 마지막으로, 그림 13은 기존 구조와 제안 구조 1 (3장의 그림 4)의 성능을 보여주고 있다. 4장 첫머리에 언급한 바와 같이, 제안 구조 1은 두 안테나에 포함된 잡음이 합쳐져 2배가 된다. 이론적으로 레인징 신호는 타이밍 딜레이 지점에 모두 모여 샘플 파워 최대값이 되고, 나머지 지점



<그림 13> 기존 구조 (10dB 임계값)과 제안 구조 1 (7dB 임계값)의 타이밍 딜레이 추정 성능 비교

에는 잡음만 존재하므로, 잡음이 2배가 되면 샘플 파워 최대값은 변화 없이, 샘플파워 평균값은 2배가 된다. 따라서, 기존 구조와 공평하게 비교를 하기 위해서는 제안 구조 1의 임계값을 3dB만큼 낮춰야 한다. 그림 13에서는 기존 구조와 제안 구조 1의 임계값을 각각 10dB와 7dB로 설정하였다. 기존 구조와 제안 구조 2는 성능이 완벽하게 동일하였지만, 기존 구조와 제안 구조 1의 성능은 동일하지 않음을 확인할 수 있다. 제안 구조 1은 기존 구조와 비교하여, 추정 성공 횟수는 높지만, 추정 성공 확률은 낮음을 그림 13을 통해 확인할 수 있다.

6. 결론

다중 수신 안테나를 갖는 광대역 무선 액세스 OFDMA 시스템의 타이밍 딜레이 추정기의 구현 복잡도를 낮추는 방안을 2가지 제안하였다. 먼저, 각 안테나에 수신된 레인징 심볼의 위상을 회전시키는 구조를 제안하였고, 두번째로 N점/M구간 푸리에 변환 연산을 수행하고 주파수 대역의 샘플 파워 평균값 추정기를 포함시키는 구조를 제안하였다. 첫 번째 제안 방식은 기존 구조와 성능 차이가 발생하지만 각 안테나의 역 푸리에 변환 블록을 제거하여 구현 복잡도를 개선할 수 있었다. 두 번째 제안 방식은 기존 구조와 비교하여 성능 열

화가 전혀 발생하지 않으면서, $N=1024$, $N_R=2$, $N_c=32$, $M=256$ 인 경우, 기존 구조의 720,896개 곱셈 연산을 제안된 구조에서 196,896개의 곱셈 연산으로 줄일 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE Std 802.16e-2005, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16 : Air interface for Fixed and Mobile broadband wireless access systems," Feb. 2006.
- [2] IEEE Std 802.16-Cor1-2005, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Corrigendum 1," Feb. 2006.
- [3] IEEE Std 802.16-2004, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16 : Air interface for Fixed broadband wireless access systems," Oct. 2004.
- [4] A. Ghosh, D. Wolter, J. Andrews, and R. Chen, "Broadband Wireless Access with WiMax/802.16: Current Performance Benchmarks and Future Potential," IEEE Commun. Magazine, vol. 43, no. 2, pp. 129-136, Feb. 2005.
- [5] C. Eklund, R. Marks, K. Stanwood, and S. Wang, "IEEE Standard 802.16: A Technical Overview of the WirelessMAN Air Interface for Broadband Wireless Access," IEEE Commun. Magazine, vol. 40, no. 6, pp. 98-107, June 2002.
- [6] T. Kwon, H. Lee, S. Choi, J. Kim, D. Cho, S. Cho, S. Yun, W. Park, and K. Kim, "Design and Implementation of a Simulator based on a Cross-Layer Protocol between MAC and PHY Layers in a WiBro Compatible IEEE 802.16e OFDMA System," IEEE Commun. Magazine, vol. 43, no. 12, pp. 136-146, Dec. 2005.
- [7] J. Beek, P. Borjesson, M. Boucheret, D. Landstrom, J. Arenas, P. Odling, C. Ostberg, M. Wahlqvist, and S. Wilson, "A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, no. 11, pp. 1900-1914, nov. 1999.
- [8] T. Schmidl and D. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [9] F. Tufvesson, O. Edfors, and M. Faulkner, "Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles," in Proc. 50th IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC), vol. 4, pp. 2203-2207, Sept. 1999.
- [10] K. Shi and E. Serpedin, "Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, July 2004.
- [11] K. Zheng, L. Huang, M. Chen, and W. Wang, "Time and frequency synchronization for uplink OFDM-CDMA," Int. Conf. on Commun. Circuits and Systems (ICCCAS), vol. 1, pp. 349-353, June 2004.
- [12] H. Chen, Y. Lee, and D. Daut, "Robust timing synchronization for uplink multi-carrier spread-spectrum systems," IEEE Global Telecomm. Conf. (GLOBECOM), vol. 4, pp. 2209-2213, Nov. 2005.
- [13] K. Ha, Y. Seo, and C. Lee, "On a frame synchronization scheme for MC-CDMA systems in up-link asynchronous channels," IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC), vol. 1, pp. 193-197, Sept. 1999.
- [14] O. Zeitouni, J. Ziv, and N. Merhav, "When is the generalized likelihood ratio test optimal?," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 38, no. 5, pp. 1597-1602, Sept. 1992.
- [15] E. Erez and M. Feder, "Improving the generalized likelihood ratio test for unknown linear gaussian channels," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49, no. 4, pp.

919-936, April 2003.

- [16] A.V. Oppenheim, R.W. Schafer, and J.R. Buck, Discrete-time Signal Processing, Prentice Hall, 1999.
- [17] COST 207 TD(86)51-REV 3 (WG1), "Proposal on channel transfer function to be used in GSM tests late 1986," Sept. 1986.



원 희 철 (Hui-Chul Won)

- 종신회원
- 1998년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 (공학사)
- 2000년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 (공학석사)
- 2004년 8월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부
(공학박사)
- 2004년 9월~2006년 8월 : 삼성전자 통신연구소
책임연구원
- 2006년 9월 ~ 현재 : 대구대학교 컴퓨터·IT공학
부 전임강사
- 관심분야 : OFDM, SC-FDE, MIMO 등