

OFDMA/TDD 시스템의 하향링크 빔형성 송신기 설계

정회원 박형숙*, 박윤옥*, 종신회원 김철성**

Design of Downlink Beamforming Transmitter in OFDMA/ TDD system

Hyeong-Sook Park*, Youn-Ok Park* *Regular Members*, Cheol-Sung Kim** *Lifelong Member*

요 약

본문은 OFDMA/TDD 시스템에서 하향링크 빔 형성 송신기의 효율적인 구조와 설계 변수의 최적화에 대하여 고찰하였다. 다수의 송신 안테나를 사용하는 하향링크 빔 형성 송신기 설계에 있어 다수의 사용자에 대한 효율적인 빔 형성 구조 설계와 송신기 블록의 word-length 는 송신기의 성능과 하드웨어 복잡도 측면에서 중요한 설계 변수가 된다. 본 논문에서는 기지국 수신에서 사용자 구분 없이 부반송파별 가중치만 메모리에 저장하고, IFFT 입력의 부반송파 단위에서 사용자에 따라 할당된 부반송파의 가중치를 고속으로 계산하여 적용하는 효율적인 빔 형성기 구조를 제시하였다. 또한, 고정 소수점 시뮬레이션을 통하여 최적의 설계 변수를 분석하였다. 제시한 구조는 프레임 당 최대 사용자 수에 비례하게 메모리를 줄일 수 있으며, 또한 기지국 수신에서 사용자 제어 없이 FFT 출력을 바로 송신에 적용하여 OFDM 한 심볼의 처리 시간을 줄일 수 있고 송신기에서 빔 형성 계산은 별도의 처리 시간을 요구하지 않는 장점이 있다.

Key Words : OFDMA, downlink beamforming transmitter, design parameters

ABSTRACT

This paper presents the efficient structure and parameter optimization of downlink beamforming transmitter in OFDMA/TDD system. To design downlink beamforming transmitter for multiple transmit antennas, an efficient beamforming structure for multiple users and the choice of word-length of each block are critical in the aspect of its performance and hardware complexity. We propose an efficient beamforming scheme, which stores the weights of subcarriers into memory without user identification at the receiver of base station and calculates the weights for corresponding user in a subcarrier unit of IFFT input at high speed. Also, we obtain the word-length of main data path and other design parameters by fixed-point simulation analysis. The proposed architecture could reduce the memory size proportional to the maximum number of users per frame, and the processing time of an OFDM symbol at the receiver of base station without the need of additional processing time for calculating the weights at the transmitter.

I. 서론

OFDM 기술은 무선 환경에서 다중 경로 페이딩에 강하여 무선 인터넷 접속과 같은 고속 데이터

전송에 적합한 방식으로 각광받고 있다. 특히 다중 접속 방식 중에서 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식은 셀 안에서 각 사용자간의 직교성이 보장되기 때문에 intra-cell 간섭

* 한국전자통신연구원 무선패킷모뎀연구팀 (hyeong@etri.re.kr), ** 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 (chskim@chonnam.ac.kr)
논문번호 : KICS2006-02-090, 접수일자 : 2006년 2월 20일, 최종논문접수일자 : 2006년 4월 17일

을 매우 효율적으로 억제할 수 있는 장점이 있다. [1,2] 현재 IEEE 표준화 기구는 OFDMA를 기반으로 무선 MAN기술의 논의가 802.16 d/e 산하에서 이루어지고 있으며^[3], 국내에서도 그와 호환성을 가지며 OFDMA/TDD 방식을 근간으로 하는 고속 휴대인터넷 (HPI : High Speed Portable Internet) 서비스를 위한 표준화 논의와 시스템 개발이 활발히 진행되고 있다.^[4,5,9,10]

시스템의 성능 향상과 전송용량의 증대를 위한 다중 안테나 기술의 하나로 하향링크에서 단말기의 수신 안테나는 한 개이고 기지국에 다수의 안테나를 사용하여 안테나 다이버시티 이득을 얻는 transmit antenna diversity(TAD) 기술은 시스템의 복잡도가 낮은 장점이 있다^[6]. 따라서 TAD는 하드웨어 제약이 많은 단말기 수신에 별도의 기능 추가 없이 기지국에서 다수의 안테나에 따른 가중치를 주어 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 다수의 송신 안테나를 가지는 하향링크 송신기의 설계에 있어 한 심볼의 부반송파마다 사용자에게 따른 빔 형성 가중치를 적용하려면 TDD모드에서는 상향링크에서 얻은 채널 정보를 이용하여 빔 형성 가중치를 구하게 된다. 본 논문에서는 상향링크 상에서 얻은 빔 형성 가중치를 다수의 사용자에게 바로 이어지는 하향링크 송신 신호에 적용하기 위한 효율적인 구조를 제시하고, 이를 포함한 송신기 설계에 있어서 적절한 송신기의 성능과 하드웨어 복잡도를 줄일 수 있는 설계 변수를 구하였다.

상향링크에서 사용자 구분 없이 부반송파에 따른 빔 형성 가중치만 버퍼에 저장하고 하향링크 프레임에서 송신기의 IFFT 입력 부반송파 단위로 부반송파에 할당된 사용자에게 따라 해당 부반송파의 빔 형성 가중치를 고속으로 계산하여 바로 적용하여 하드웨어 복잡도와 송수신 처리 시간을 줄일 수 있게 된다. 그리고 빔형성 가중치가 IFFT 블록 전에 처리되므로 이를 반영한 word-length와 I/Q 기저대역 신호의 최대 크기를 표현할 수 있도록 IFFT 가 설계되어 필수적으로 동반되는 클리핑 그리고 windowing 등에 관련된 설계 변수를 제시하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 하향링크 빔형성 송신기의 전체 구조와 기저대역 송신 신호의 특성을 살펴보고 3장에서는 본 논문에서 제안한 하향링크 빔형성기와 기타 하드웨어 블록을 소개한다. 4장에서는 설계 변수를 얻기 위한 시뮬레이션 결과를 살펴보고 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

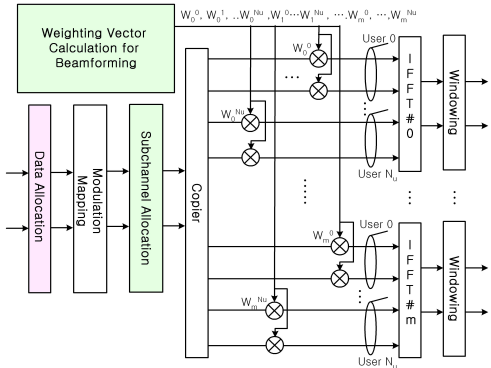


그림 1. 하향링크 빔형성 송신기 구조

II. 하향링크 빔형성 송신기의 구조

하향링크 빔형성 송신기의 구조를 개략적으로 도시하면 그림 1과 같다. 하향링크 신호는 한 심볼의 프리앰블과 Non-AAS(Adaptive Arrays System) 데이터 버스트와 AAS 데이터 버스트가 공존하는 프레임으로 구성되며, AAS 데이터 버스트에만 빔형성 가중치를 주어 송신하게 된다.

그림 1에서 송신 데이터는 Mapper 블록에서 QPSK, 16/ 64QAM 변조방식에 따른 레벨 값으로 매핑되고, 다수의 사용자에게 따른 부반송파할당이 이루어진다. 하향링크 빔형성을 위해 그림과 같이 m 개의 안테나가 사용될 경우 송신 신호의 경로는 m 개가 필요하게 된다. 송신기에서 OFDM 신호는 안테나별로 동기를 이룬 채 독립적으로 동작하므로 송신기 안테나 별 신호의 특성은 동일하다. 모든 사용자에게 전송되는 데이터를 제외한 AAS 데이터 버스트에 대해 사용자에게 따라 계산된 빔형성 가중치를 적용한다. 다음으로 IFFT 과정을 거치고 CP(cyclic prefix)를 순환 확장하여 규격에 정의된 스펙트럼 마스크를 만족하도록 윈도잉을 수행한다. OFDMA/ TDD 방식을 사용하는 시스템의 주요변수는 표 1과 같다.^[3]

표 1. 시스템의 주요변수

Parameter	Value
Bandwidth	9 MHz
Frame Length	5 ms
Symbols/Frame	42(DL:27, UL:15)
N	1024
N_{used}	864
Subcarrier Spacing	9.765625kHz
OFDMA symbol time	115.2 us
Sampling Frequency	10MHz

2.1 송신 신호의 통계적 특성

N 개의 부반송파를 갖는 OFDM 신호는 다음 식 (1)과 같이 주어진다.

$$X(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t}, \quad C_k = A_k e^{j\phi_k}, \quad 0 \leq t < T \quad (1)$$

식 (1)에서 f_k , T 는 부반송파 인덱스와 OFDM 심볼의 길이를 의미한다. C_k 는 변조 방식에 따른 정상도의 한 신호를 k 번째 부반송파로 매핑함을 의미한다. 이 신호의 크기는 $\{(L-1)A, \dots, -3A, -A, A, 3A, \dots, (L-1)A\}$ 중에서 임의의 값을 갖으며, 64QAM 변조 방식일 때 $L=8$ 의 값을 갖는다. OFDM 신호는 부반송파 N 이 커질수록 Central Limit Theorem 에 의해 실수부 허수부 신호가 평균이 0이고, variance 가 σ_{RE}^2 , σ_{IM}^2 인 가우시안 분포를 갖게 된다. OFDM 신호의 평균 전력을 구해 보면 식 (2)와 같이 표현된다^{[2][7]}.

$$P_{ave} = E\{X(t)^2\} = \sum_{k=0}^{N-1} E\{C_k^2\} = \frac{2A^2}{3} N(L^2 - 1) \quad (2)$$

식 (2)는 식 (3)과 같이 실수부와 허수부로 나누어 표시된다.

$$P_{ave}(I) = P_{ave}(Q) = \frac{A^2}{3} N(L^2 - 1) \quad (3)$$

또한 실수부와 허수부의 최대 순간 전력은

$$\begin{aligned} P_{Imax} = P_{Qmax} &= \left[\text{Max} \left\{ \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{k}{N} t} \right\} \right\} \right]^2 \\ &= \left[\text{Max} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos(2\pi \frac{k}{N} t + \phi_k) \right\} \right]^2 \\ &\leq \left[\sum_{k=0}^{N-1} \text{Max} \left\{ A_k \cos(2\pi \frac{k}{N} t + \phi_k) \right\} \right]^2 \end{aligned} \quad (4)$$

이며, 변조 신호가 가질 수 있는 최대 크기의 신호가 $A(L-1)$ 이므로 다음과 같이 나타내어진다.

$$P_{max I} = P_{max Q} = \left[\sum_{k=0}^{N-1} A(L-1) \right]^2 = N^2 A^2 (L-1)^2 \quad (5)$$

송신 신호의 PAPR (Peak to Average Power Ratio)은 식 (3)과 식(5)를 이용하여 다음과 같이 표

시된다.

$$PAPR[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{max}}{P_{ave}} \right) = 10 \log_{10} \left(3N \frac{L-1}{L+1} \right) \quad (6)$$

식 (5)와 (6)으로 부터 OFDM 신호의 최대 순간 전력은 N^2 에 비례하고 평균전력은 N 에 비례함을 알 수 있다. 식 (5)는 N 개의 부반송파에 매핑되는 변조 신호 중에서 가장 큰 신호가 할당된 경우로 실제 이와 같이 데이터가 할당될 확률은 거의 없다고 보면 송신 신호의 PAPR은 식(6)의 값 보다 훨씬 작게 된다. 표 1에 의해 생성된 OFDM 신호의 PAPR은 할당된 부반송파 개수와 변조 방식에 무관하게 9~11dB 정도로 나타난다.

2.2 하향링크 채널 정보를 얻기 위한 시나리오

그림 2와 같이 4개의 송수신 안테나를 갖는 기지국과 하나의 안테나를 갖는 단말기가 존재하는 시스템 형상을 가정한다. 기지국에서 4개의 송신 안테나에 대한 적절한 가중치를 결정하기 위해 하향링크 채널 정보가 요구되는데, TDD 모드에서는 상향링크 채널 정보를 하향링크 채널 추정치로 이용하여 단말기의 수신 SNR이 최대가 되도록 가중치를 구하게 된다^[6]. 따라서 규격에 정의된 상향 링크 채널 사운딩을 이용하여 채널 정보를 구할 수 있다^{[8][5]}. 기지국에서 채널 사운딩 신호를 수신하여 얻은 채널 추정치를 $\hat{h}_m(t, f)$ 로 나타내고, 여기서 t 는 프레임, f 는 부반송파 인덱스를, m 은 안테나 경로를 의미한다. 이 채널 추정치로부터 단말기의 수신 SNR이 최대가 되게 하는 f 번째 부반송파의 가중치는

$$w_m(t) = \frac{\hat{h}_m^*(t)}{\left(\sum_{m=1}^4 |\hat{h}_m(t)|^2 \right)^{\frac{1}{2}}}, \quad m = 1, 2, 3, 4 \quad (7)$$

와 같이 계산한다^[6].

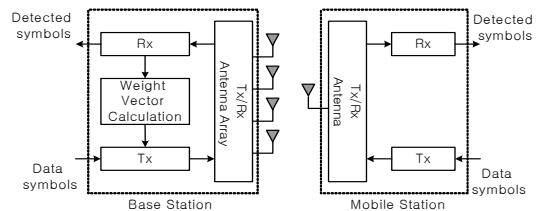


그림 2. TDD 모드에서 TAD 시스템

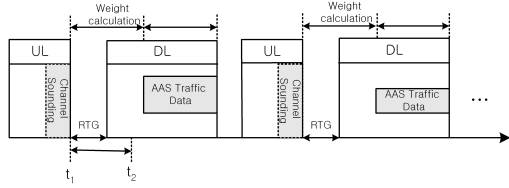


그림 3. 하향링크 프레임에 빔형성 가중치를 적용 절차

그림 3은 상향링크 마지막 심볼 위치에 주기적으로 채널 사운딩이 전송된다고 가정하고 바로 이어지는 하향링크 프레임에 빔형성 가중치를 적용하는 절차를 나타낸다. 이와 같이 하향링크 프레임에 빔형성 가중치를 적용하기 위해서는 상향링크의 채널 정보를 얻어 송신 신호에 적용하기 까지 t_{proc} 의 처리 시간이 소요된다.

$$t_{proc} = t_2 - t_1 = t_{rx} + t_{tx} \quad (8)$$

식 (8)의 t_{rx} 는 상향링크에서 채널 정보를 얻는 처리 시간이며, t_{tx} 는 하향링크 송신에서 발생하는 처리 시간으로 이 시간을 고려하여 이 시간만큼 먼저 하향링크 송신 과정을 수행해야 한다.

III. 제안된 하향링크 빔형성 구조와 기타 블록

3.1 제안된 하향링크 빔형성 구조

제안된 하향링크 빔형성 구조를 그림 4에 제시하였다. OFDMA 시스템에서는 부반송파 할당 알고리즘에 따라 여러 사용자가 부반송파를 나누어 할당 받는다. 부반송파가 할당되는 과정에 부반송파별 사용자 정보를 그림 4의 *Memory of user identification*에 저장해 놓고 부반송파가 할당된 후 IFFT 입력의 부반송파 단위로 해당 사용자 정보를 읽어 빔형성 가중치를 구하게 된다. 또한 상향링크에서 계산한 식(7)의 결과를 바로 이어지는 하향링크 송신에 적용하기 위해서는 메모리에 저장해 두어야 하는데, 이 때 하향링크 사용자별 가중치를 그림 4의 *Memory of Weights*에 저장하게 되면 다음과 같은 크기의 메모리가 필요하게 된다.

$$W \times N_u \times m \times 2 \times N_{used} \quad (9)$$

여기서 N_u 는 하향링크에서 송신되는 사용자 수이며, m 은 안테나 개수, N_{used} 는 864이다. 또한 2는 실수부와 허수부에 따른 값이며, W 는 식(7)의 결과로 보통 비트 할당(14 비트 이상)이 크게 이루어지므로

큰 용량의 메모리를 필요로 하게 된다. 따라서 하향링크에서 가중치를 곱하여 전송할 때 사용자에게 대한 제어가 필수적이므로 상향링크 수신에서는 부반송파에 따른 가중치만 메모리에 저장해 놓고 바로 이어지는 하향링크 송신 프레임에서 부반송파 단위로 해당 사용자의 빔형성 가중치를 구하게 되면

$$W \times m \times 2 \times N_{used} \quad (10)$$

와 같이 메모리를 프레임당 최대 사용자 수에 비례하게 줄일 수 있다. 이 구조는 상향링크 수신에서 사용자에게 대한 별도의 제어가 필요 없이 FFT 출력 순서로 바로 적용 가능하여 하드웨어 복잡도가 줄어들며, 식(8)의 t_{rx} 를 OFDM 두 심볼에서 한 심볼로 줄일 수 있고 t_{tx} 에는 빔형성 가중치를 구하기 위한 별도의 시간이 추가 되지 않아 식(8)의 소요 시간을 줄일 수 있게 된다.

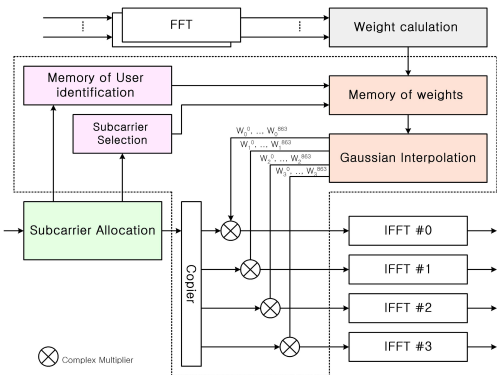


그림 4. 제안된 빔형성 블록

다수의 사용자가 채널 사운딩 신호의 부반송파를 나누어 사용하게 되며, 이것은 Decimation Value D 와 decimation offset d 변수를 상위 계층으로부터 받아 제어한다. 한 사용자에게 대해 D 와 d 가 정해지면 D 간격마다 존재하는 부반송파에 대한 정보가 해당 사용자에게 유효한 정보이므로 나머지 할당된 부반송파에 대한 정보는 D 간격으로 존재하는 부반송파의 정보를 적절히 이용하여 구해야 한다. 예를 들어 864개의 채널 사운딩 채널의 부반송파를 한 사용자에게 $D=4, d=1$ 로 할당했다고 하면, 이 사용자에게 대한 채널 정보는 1,5,9,..., 861 위치의 부반송파 채널 정보만이 유효하다. 따라서 이 부반송파를 제외한 다른 위치의 채널 정보는 1,5,9,...,861 위치의 부반송파의 채널 정보를 이용하여 계산한다. 식 (7)의 $w_m(k,l)$ 로부터 한 사용자에게 대한 해당 부반송파

의 가중치 $\hat{w}_m(k, l)$ 는 D 간격마다 있는 $w_m(k, l)$ 의 가우시안 인터폴레이션을 이용하여 다음과 같이 계산하였다.^[8] 여기서 k 는 시간, l 은 부반송파 인덱스를 나타낸다.

$$\hat{w}_m(k, l + \frac{n}{D}) = \Omega_{-1}(\frac{n}{D})w_{m,D}(k, l-1) + \Omega_0(\frac{n}{D})w_{m,D}(k, l) + \Omega_1(\frac{n}{D})w_{m,D}(k, l+1). \quad (11)$$

2차 인터폴레이션은 식(12)와 같이 인접한 3개의 가중치로부터 해당 부반송파의 가중치를 계산한다.

$$\Omega_{-1}(\frac{n}{D}) = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{n}{D} \right)^2 - \frac{n}{D} \right], \quad \Omega_0(\frac{n}{D}) = 1 - \left(\frac{n}{D} \right)^2, \\ \Omega_1(\frac{n}{D}) = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{n}{D} \right)^2 + \frac{n}{D} \right]. \quad (12)$$

또한 1차 인터폴레이션은 식(12)이 식(13)이 되며, 인접한 2개의 가중치를 이용하게 된다.

$$\Omega_{-1}(\frac{n}{D}) = 0, \quad \Omega_0(\frac{n}{D}) = 1 - \left(\frac{n}{D} \right), \quad \Omega_1(\frac{n}{D}) = \frac{n}{D} \quad (13)$$

이 과정은 OFDM 수신기의 채널 추정 과정과 거의 유사하며, 식 (12)와 (13)의 D 가 2의 거듭제곱으로 나눗셈이 시프트 연산으로 가능하다. 위와 같은 과정으로 IFFT 블록의 입력 부반송파 단위로 사용자에 따라 빔형성 가중치를 고속으로 구하는 타이밍도를 그림 5에 나타내었다. 그림 4에서 copier 출력 신호의 한 부반송파 데이터 구간 동안(그림 5의 S6, S7, S8. : 10MHz) 사용자정보(그림 5의 U0, U1..)에 따라 고속으로 그림 4의 Memory of Weights로부터 인접한 부반송파의 가중치를 3개 선택하여 해당 부반송파의 빔형성 가중치(그림 5의 W⁶, W⁷..)를 계산하여 해당 부반송파와 복소 곱셈을 수행한다.

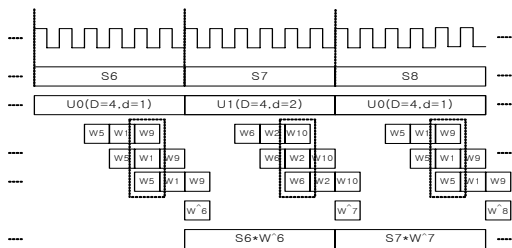


그림 5. 부반송파 에 따른 빔형성 가중치 적용 타이밍도

표 2. 매핑 신호의 fixed point 표현

Mod Type	Floating point value	Fixed Point Value
64QAM	$(1,3,5,7)/\sqrt{42}$	30,90,150,210
16QAM	$(1,3)/\sqrt{10}$	60,180
QPSK	$1/\sqrt{2}$	135
BPSK	1	191
2.5 dB BPSK	4/3	255

3.2 송신기 주요 블록 및 word-length의 결정

송신 신호의 word-length 는 입력 신호를 변조 방식에 따라 매핑할 때 K 비트로 표현할 수 있다. $K=9$ 일 때 표 2와 같이 나타낼 수 있다. 송신기의 주요 블록의 word-length 할당을 그림 6과 같이 나타내었고, 그림에서 점선 내부는 IFFT 블록을 보여 준다. K 비트로 매핑된 변조 신호는 빔형성 가중치 W 비트와 곱해진 후 다시 K 비트로 스케일링되어 IFFT 블록으로 인가된다. IFFT 블록의 출력 비트를 B_I 라 할 때 B_I 은

$$B_I = 1 + \log_2(N(2^{K-1} - 1)) \quad (14)$$

와 같이 표현할 수 있다. $K=9$ 비트로 사용한 경우 B_I 는 19비트로 설계된다. B_I 비트는 식 (4)의 I/Q 성분의 최대 크기 신호를 수용하는 길이이므로 적절히 B 비트로 클리핑하여 DAC (Digital Analog Converter) 입력으로 인가한다.

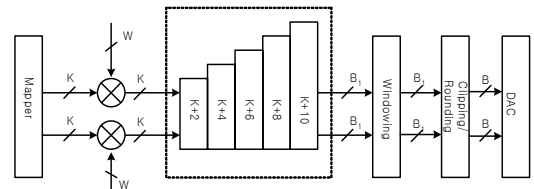


그림 6. 송신기 주요 블록의 word-length 의 할당

CP가 순환 확장된 OFDM 심볼은 그림 7과 같은 시간 윈도우를 수행한다. 그림에서 T_s 는 CP가 더해진 OFDM 한 심볼을 나타내며, T_g 는 CP에 해당된다. 윈도우의 overlapping 구간 T_{prefix} 와 $T_{postfix}$ 는 $2 * m_1$ 의 샘플 수이다. 이 값이 커질수록 송신 신호의 스펙트럼 특성은 향상되나, 단말기 수신 delay tolerance 에 영향을 미치게 되므로 최소 값을 설계에 적용해야 한다. OFDM 한 심볼의 신호를 생성하기 위해 이전 심볼과 다음 심볼의 3심볼이 소요되어 식 (8)의 t_{tx} 시간에 영향을 주므로 최소한의

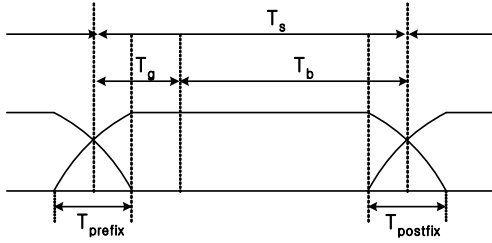


그림 7. 한 OFDM 심볼의 원도형

처리 지연을 갖도록 설계되어야 한다.

IV. 시뮬레이션 및 결과

4.1 설계 변수를 위한 시뮬레이션

본 연구의 시뮬레이션은 송신기의 설계 변수를 구하기 위한 것으로 먼저 송신기의 성능에 가장 크게 영향을 미치는 IFFT 블록의 word-length를 구하기 위해 그림 8과 같은 시뮬레이션 모델로 수행하였다. 설계 변수에 따른 성능 비교는 EVM(Error Vector Magnitude)과 SNR을 계산하여 나타내었다.

그림 9는 빔형성 가중치 W 없이 IFFT 블록의 입력 비트 K 를 9에서 12로, Twiddle factor T 는 8에서 14비트까지 변화시키면서 EVM을 나타내어 보았다. 입력 비트 K 의 변화에는 크게 변화가 없으며 Twiddle Factor T 는 최소 12비트로 선택해야 함을 알 수 있다. $K=9, T=12$ 일 때 SNR이 약 49dB로 계산된다. ($K=12, T=12$ 일 때 51dB) 표 2의 신호를 표현하기 위해서는 최소 $K=9$ 비트가 필요하

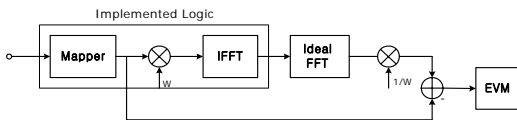


그림 8. word-length 결정을 위한 시뮬레이션 모델

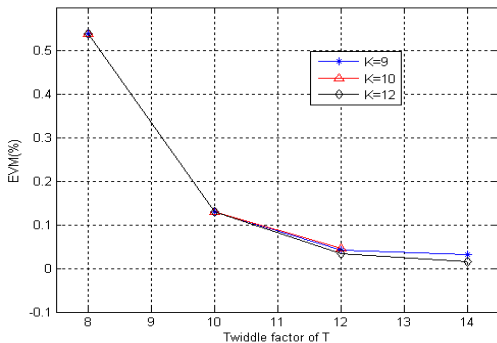


그림 9. K, T 비트에 따른 송신신호의 EVM

표 3. K 비트에 따른 SNR($T=12, W=18$)

K(bits)	9	10	12
SNR[dB]	39	43	48

며, 빔형성 가중치 W 비트를 곱했을 때 영향은 표 3에 나타내었다. 그림 9에서 $K=9, T=12$ 인 경우와 비슷한 성능을 유지하기 위해서는 K 비트를 최소 12 비트 사용하여야함을 알 수 있다.

그림 10은 B_I 비트로부터 B 비트로 올림 및 절삭(round/truncation)에 따른 성능 결과를 보여준다. 빔형성 가중치를 고려하지 않은 경우($K=9, T=12$)는 $B \geq 15$ 이어야 하며, 빔형성 가중치를 고려한 경우($K=12, T=12$)에는 $B \geq 17$ 이면 거의 같은 성능을 유지하게 된다.

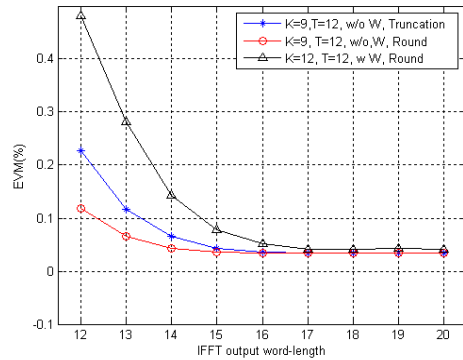


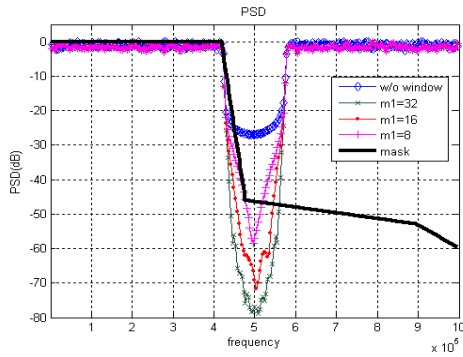
그림 10. B 비트에 따른 EVM

표 4는 빔형성 가중치 W 비트에 따른 결과로 $K=12, T=12$ 일 때 $W \geq 14$ 이면 거의 같은 성능을 나타내는 것을 알 수 있다.

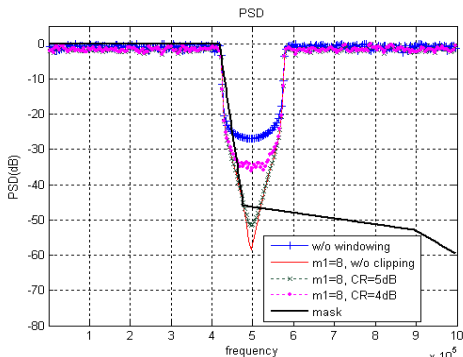
표 3. W 비트에 따른 SNR

W(bits)	8	9	10	12	14	16	18
SNR[dB]	31	38	41	47	48	48	48

그림 11(a)는 overlapping 원도형에 대한 것으로 송신 원도형에서 overlapping 영역 값에 따른 스펙트럼 변화를 살펴본 것이다. 그림 11의 굵은 실선이 규격에 정의된 스펙트럼 마스크를 나타낸다^[4]. overlapping 영역 m_I 는 최소 8부터 스펙트럼 마스크를 만족함을 알 수 있고, 그림 11 (b)는 송신 신호의 클리핑 레벨에 따른 스펙트럼 변화를 보여주는 것으로 송신 신호의 클리핑에 민감함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 11. 윈도우에 따른 스펙트럼의 변화

그림 12는 overlapping 영역 $m_l=8$ 인 경우 단말기의 수신에서 CP의 효과가 줄어들게 되며, FFT 시작점은 송신 윈도우를 고려하여 결정해야 함을 보여준다. overlapping 영역 $m_l=8$ 인 경우 8만큼 보상하여 FFT를 시작하면 SNR의 변화가 없으나, 만약 수신 동기 에러가 존재하여 시작점의 위치가 변하게 되었을 때, 동기 에러가 3 샘플 보다 작으면 SNR은 45dB 이내 임을 알 수 있다.

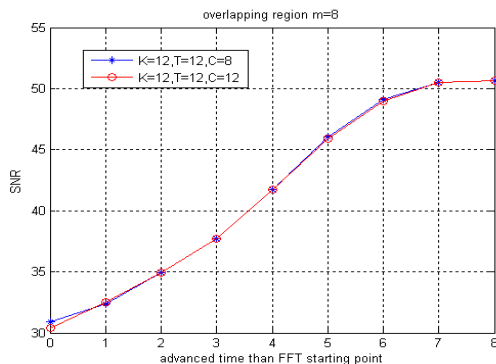


그림 12. 윈도우링된 송신 신호에 대해 수신 FFT 시작점에 따른 SNR의 변화

4.2 시뮬레이션 결과

4.1 절의 시뮬레이션 결과를 기반으로 송신기 설계에 사용한 변수를 정리하면 표 4와 같다. IFFT 블록의 출력 비트는 12비트 입력에 대해 21비트로 출력되며, 부호 비트를 제외한 상위 2비트를 클리핑하고 그 다음 15 비트를 포함하여 B 를 16비트 사용하였다.

표 4. 송신기 설계 변수

Items	Value
IFFT input K	12
IFFT output B	16
Twiddle factor T	≥ 12
Weight Vector W	≥ 14
Overlapping region m_l	≥ 8
Coefficients for Windowing C	≥ 8
DAC	16

V. 결론

본 논문은 OFDMA/TDD 시스템에서 하향링크 빔형성 송신기 구조와 설계를 위한 주요 변수의 최적화에 관한 것으로, 다수의 사용자에 대한 효율적인 빔형성 구조를 제시하고 이를 하드웨어로 설계하기 위한 word-length와 기타 설계 변수를 구하였다.

OFDMA/TDD 시스템의 송신 빔형성 가중치는 상향링크의 채널 사운드링 정보를 이용하여 사용자마다 다르게 할당되는 부반송파별로 빔형성 가중치를 계산하며, 바로 이어지는 하향링크 프레임에 빔형성 가중치를 적용하기 위해 가중치를 메모리에 저장한다. 이 과정에 모든 사용자의 부반송파에 따른 가중치를 저장하는 것이 아니라 사용자 구분 없이 부반송파에 따른 가중치만 메모리에 저장하여 하향링크 프레임 당 최대 사용자 수에 비례하게 메모리를 줄일 수 있으며, 상향링크 수신에서 사용자 제어 없이 FFT 출력을 바로 적용하여 $t_{r,x}$ 의 처리 시간을 OFDM 두 심볼에서 한 심볼로 줄일 수 있다. 송신기에서 IFFT 입력 부반송파 구간마다 해당 사용자에게 따라 할당된 부반송파의 가중치만 고속으로 계산하여 적용하므로 추가적인 처리시간은 요구되지 않는 장점이 있다.

빔형성 가중치를 고려하지 않은 경우는 $K=9$, $T=12$ 로 송신 SNR이 49dB 로 계산되며, 빔형성 가중치를 고려한 경우는 $K=12$, $T=12$, $W=14$ 로 송신

신호의 SNR이 48dB로 계산되었다. IFFT 블록의 입력 비트 $K=12$ 에 대해 $B_I=21$ 로 출력되며, B 는 B_I 의 부호 비트를 제외한 상위 2비트를 클리핑하고 그 다음 15 비트를 포함하여 16비트를 사용하였다. 또한 윈도우 스펙트럼은 overlapping 영역이 최소 8부터 스펙트럼 마스크를 만족하였고, 송신 신호의 클리핑에 따른 스펙트럼 영향이 아주 민감함을 알 수 있었다. 윈도우된 송신 신호에 대한 수신 FFT 시작점에 따른 SNR은 FFT 시작점 에러가 3 샘플보다 작은 경우 45dB 이내로 계산되었다. 본 논문에서 제시한 빔형성 구조와 시뮬레이션을 통해 얻은 설계 변수를 적용한 송신기를 FPGA로 구현하였으며, 이와 같은 결과는 유사한 시스템 설계에 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대한다.

참 고 문 헌

- [1] Richard van Nee and R. Prasad, "OFDM for wireless Multimedia Communications", Artech House, 2000.
- [2] Ahmad R.S. Bahai and Burton R. Saltzberg, "Multi-Carrier Digital Communications : Theory and Applications of OFDM", 1999.
- [3] IEEE 802.16 d/D6, "Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems", 2004.
- [4] 홍대형, 강충구, 조용수, "휴대인터넷 표준화 현황", 한국통신학회지, 21권2호, 2004.2, pp. 23-37.
- [5] 한국정보통신기술협회, "2.3 GHz 휴대인터넷 표준", 2004.6.
- [6] Jinho Choi, "Performance Analysis for Transmit Antenna Diversity With/Without Channel Information," IEEE Trans.on Vehicular Technology, VOL.51, No.1, January 2002.
- [7] Alireza Mehrmia, Steve H. Hsu, and Babak Daneshrad, "Minimum Word-length requirements for MIMO_OFDM," GLOBECOMM 2003, p.600.
- [8] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation method for 16QAM in digital land mobile radio channels," IEEE 39th VTC, May 1989, pp.640-646.
- [9] Hyeong Sook Park, Cheoul Sung Kim, "A Design of OFDMA modulator based on 802.16a standard for high speed packet

transmission," 4th IASTED, July 2004.

- [10] 김대호, 김환우, "휴대인터넷 시스템의 레인징 정보를 이용한 상향링크 부채널 할당 및 전력 제어 알고리즘" 한국통신학회 논문지 제30권 9A호, 2005, 9, pp.729-736.

박 형 숙 (Hyeong-Sook Park)

정회원



1990년 2월 전남대학교 전자공학
학과(학사)
1992년 2월 전남대학교 전자공학
학과(석사)
1997년 3월~현재 전남대학교
전자공학과 박사과정
1992년 1월~현재 한국전자통신

연구원 선임연구원

<관심분야> 디지털 통신, CDMA, OFDMA

박 윤 옥 (Youn-Ok Park)

정회원



1986년 2월 한양대학교 전자공학
학과(학사)
1997년 2월 충남대학교 컴퓨터
공학과(석사)
2001년 3월~현재 충남대학교
정보통신공학과 박사과정
1985년 12월~1987년 1월 삼성

전자 종합연구소 연구원

1987년 2월~현재 한국전자통신연구원 팀장(책임연구원)

<관심분야> 디지털 통신, CDMA, OFDMA, MIMO

김 철 성 (Cheol-Sung Kim)

종신회원



1977년 2월 서울대학교 전자공학
학과(학사)
1979년 2월 서울대학교 전자공학
학과(석사)
1987년 2월 University of
Arizona(박사)
1979년 12월~1983년 3월 국방

과학연구소

1987년 11월~1989년 2월 한국전자통신연구원 이동
통신 실장

1989년 3월~1995년 3월 전남대학교 전자공학과 교수

1995년 3월~2001년 3월 전남대학교 컴퓨터공학과
교수

1997년 2월~1998년 2월 UCSD, 방문교수

현재 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학과 교수

<관심분야> 이동통신시스템, CDMA, 디지털 통신방식