

---

# OFDM 기반의 WLAN을 지원하는 디지털 IF단 설계

박찬훈\* · 신동우\*\* · 최연경\*\* · 양훈기\*\*\* · 양성현\*\*\*\* · 박종철\*\*\*\*\*

## Implementation of Digital IF design for a OFDM based WLAN

Chan-Hoon Park\* · Dong-Woo Shin\*\* · Youn-Kyoung Choi\*\* · Hoon-Gee Yang\*\*\*  
· Sung-Hyun Yang\*\*\*\* · Jong-Chul Park\*\*\*\*\*

---

본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 지식경제기술혁신산업(국가플랫폼기술개발사업) [KI10033192, Multiple Wireless-xAN을 위한 Miniaturized Module Platform 기술개발]과 2009년도 광운대학교 연구년의 일환으로 수행되었음

---

### 요 약

본 논문에서는 OFDM 기반의 WLAN을 지원하는 Digital IF 단을 설계하고 시뮬레이션을 통해서 시스템 성능을 조사한다. 이를 위해서 ADC 샘플률, NCO 주파수 및 데시메이션률 결정과정을 보이고 주어진 데시메이션률을 얻기 위한 CIC필터 및 MHBF 설계과정을 제시한다. 데시메이션 과정에서 발생하는 진폭왜곡 보상을 위해 시스템 복잡도를 최소화하면서 요구성능을 만족시키는 ISOP 필터 및 FIR 필터를 설계하는 과정을 제시한다. 최종적으로 설계된 DDC 블록에 대해서 BER 관점으로 성능을 조사한 후 이론적인 변복조 시스템과의 성능 차이를 보인다.

### ABSTRACT

In this paper, we propose the design procedure of a digital IF system for the OFDM based WLAN system and examine its performances. Along with the decision procedure of ADC sample rate, NCO frequency and the required decimation ratio, we show the decimation ratio is accomplished through the use of a CIC filter and a MHBF. We also show that the amplitude distortion occurred in the decimation filters can effectively be compensated by a ISOP filter and an additional FIR filter, which leads to the reduction of the overall hardware complexity. Finally, we examine the BER performance of the proposed system and compare it with a theoretical one that excludes filter non-linearities.

### 키워드

디지털 IF, SDR, 진폭 왜곡, 위상 왜곡

### Key word

Digital IF, Software Define Ratio, Amplitude compensation, Amplitude distortion

---

\* 정회원 : (주)코리아컴퓨터  
\*\* 준회원 : 광운대학교 전자공학과 석사과정  
\*\*\* 종신회원 : 광운대학교 전자융합공학과 교수(교신저자, hgyang@kw.ac.kr)  
\*\*\*\* 정회원 : 광운대학교 전자공학과 교수  
\*\*\*\*\* 정회원 : 전자부품연구원 패키징연구센터 수석연구원

접수일자 : 2011. 03. 15  
심사완료일자 : 2011. 03. 29

## I. 서 론

현재의 IT기기 동향을 살펴보면 주요 기능으로써 무선네트워크 기능을 지원하며, 다양한 표준의 무선네트워크를 활용할 수 있도록 요구하고 있다. 또한 휴대성을 고려한 단말기의 소형화가 중요한 설계 기술이다. 이러한 요건을 충족시키기 위하여 SDR (Software Defined Radio) 기술이 필수적이다. SDR 기술은 프로그램 가능한 프로세서에 의한 신호처리를 수행하며 On-chip화가 가능하다.[1]

디지털 IF 기술의 채택은 기존의 아날로그 IF가 가지는 비선형 특성에 의한 왜곡 문제를 보완하여 SDR 본연의 유연한 디지털 신호처리를 가능하게 한다.[2] 디지털화된 IF 신호는 기저대역 모뎀 신호에 비하여 오버샘플링된 상태이므로 데시메이션하여 샘플링률을 낮춰주어야 한다. 데시메이션 과정을 포함한 SDR 시스템을 DDC(Digital Down Converter)라고 하며 효율적인 구현을 위하여 많은 연구가 진행되어 왔다.[3]

데시메이션 과정에서는 스펙트럼 겹침 현상에 의해 앨리어싱이 발생하게 된다.[4] 이를 방지하기 위해서 CIC(Cascaded Integrator Comb) 필터, FIR(Finite Impulse Response) 필터 등의 저역 필터를 사용한다. 그 중에서도 CIC 데시메이션 필터는 곱셈기가 없는 간단한 구조로 데시메이션 과정에서 발생하는 앨리어싱을 효과적으로 줄일 수 있다. 따라서 데시메이션용 필터로 앞단에 CIC 필터를 많이 사용한다.[5]

HBF(Half Band Filter) 역시 계수에 0이 교대로 반복되기 때문에 FIR 필터보다 구현 비용이 적고, 앨리어싱을 방지하는 데시메이션용 저역 필터로 사용된다.[6] 이를 CIC 필터와 직렬로 연결하여 앨리어싱 영향을 더욱 줄이는데 사용한다.

하지만 CIC 필터와 HBF는 통과대역 드롭(drop)을 발생시키므로, FIR 필터를 추가로 직렬 연결하여 진폭 보상을 필요로 한다. 하지만 이들 필터들에서 발생한 통과대역 드롭을 FIR 필터로 보상하게 되면 높은 차수의 필터가 필요하게 되고 구현 비용이 증가한다.

ISOP(Interpolated Second-Order Polynomials) 필터는 FIR 필터를 효과적으로 설계하기 위한 목적으로 제안되었는데, CIC 필터와 HBF의 드롭을 상당히 보상하는 역할을 한다. 따라서 FIR 필터 앞에 ISOP 필터를 직렬로 사

용함으로써 FIR 필터가 보상해야 할 진폭왜곡 정도를 줄여주어 FIR 필터의 차수를 낮출 수 있다.[7][8]

본 논문에서는 802.11g 표준에 따르는 OFDM 기반의 WLAN을 지원하는 효율적인 DDC 설계 방법을 제안한다.[9] 논문의 구성은, II장에서는 DDC의 구성 및 설계 사양을 정의한 후 데시메이션 필터와 보상필터 구성을 제안한다. III장에서는 요구되는 시스템에 효율적인 CIC, MHBF, ISOP, FIR 필터의 사양을 결정하고 전체 DDC 시스템을 설계하여 BER 성능을 조사함으로써 제안된 시스템을 검증하고 마지막으로 IV장에서는 결론을 기술한다.

## II. 본 론

### 2.1. 시스템 구성도

그림 1에서 점선으로 표시된 부분은 IEEE 802.11g 포맷으로 수신된 RF 신호를 IF 대역 주파수로 down-conversion 시킨 후 얻어진 신호에 대한 디지털 IF단 DDC부의 블록도를 나타내었다.

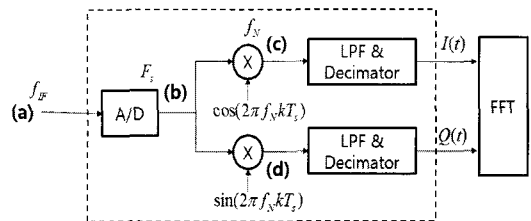


그림 1. DDC 블록도  
Fig. 1 DDC block diagram

down-conversion 된 신호  $s_0(t)$ 는 중심주파수  $f_{IF}$ 가 일반적으로 수십 또는 백 MHz 이상이 되며 다음과 같이 표현 된다.

$$s_0(t) = I(t)\cos(2\pi f_{IF}t) - Q(t)\sin(2\pi f_{IF}t) \quad (1)$$

$s_0(t)$ 는 ADC에 의해 샘플링 되며 샘플링률  $F_s$ 는  $f_{IF}$ 보다 클 수도 있고 작을 수도 있다.

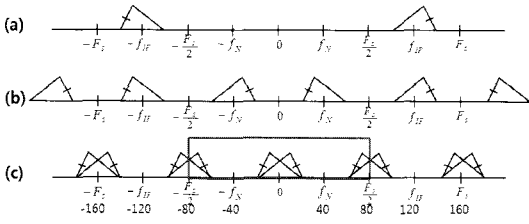


그림 2. 각 스테이지별 스펙트럼  
Fig. 2 Spectrum at each stage

그림 2(b)는  $F_s > f_{IF}$  인 경우, 그림 1의 (b) 지점에서 신호 스펙트럼을 나타낸 것이다. ADC 샘플링률  $F_s$ 에 의해서 IF 대역 신호의 스펙트럼(그림 2에서(a))은  $\pm f_{IF}$ 에서 뿐 아니라  $\pm f_N (= \pm (f_{IF} - F_s))$ 에서 신호 성분이 반복된다.  $\pm f_N (= F_s - f_{IF})$ 에 위치한 주파수 성분에 해당하는 신호  $s_1(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_1(t) = I(t)\cos(2\pi f_N t) + Q(t)\sin(2\pi f_N t) \quad (2)$$

그림 2(c)는  $f_N$ 에 의해 믹싱된 시그널의 형태를 표현한 것으로 실제 MATLAB 시뮬레이션 상에서는 박스로 표시한  $-F_s/2$ 에서  $F_s/2$ 까지만 나타나게 된다.  $f_N, F_s$ , 과  $f_{IF}$ 간에는  $f_{IF}$ 와  $F_s$ 의 상대적 크기에 따라 다음과 같은 관계가 성립된다.

$$f_N = \begin{cases} F_s - f_{IF} & \left( \frac{F_s}{2} < f_{IF} < F_s \right) \\ f_{IF} - F_s & (f_{IF} > F_s) \end{cases} \quad (3)$$

일반적으로 그림 1의 NCO에서 사용하는 주파수  $f_N$ 은  $f_N = F_s/4$ 가 되도록 해서  $\cos(2\pi f_N k T_s)$ 와  $\sin(2\pi f_N k T_s)$ 가 각각  $\cos(\frac{k\pi}{2})$ ,  $\sin(\frac{k\pi}{2})$ 이 되도록, 즉 이 함숫값들이 +1, 0, -1 값만 갖도록 해서 look-up table 방법으로 구현한다.  $f_N = F_s/4$ 라면 (3)에 의해  $F_s = 4f_{IF}/3$  또는  $F_s = 4f_{IF}/5$ 에 해당한다. 참고로  $f_{IF} < F_s/2$  라면,  $F_s - f_{IF} = f_N$ 이므로  $f_N = F_s/4$ 가 되려면  $f_{IF} = 3F_s/4$ 가 되어 조건  $f_{IF} < F_s/2$ 에 모순이 되므로  $f_N = F_s/4$ 가 되기 위해서는  $f_{IF} > F_s/2$ 를

만족해야 한다.  $s_1(t)$ 가  $\cos(2\pi f_N k T_s)$ 에 믹싱되어 얻어지는 신호 스펙트럼의  $f=0$  성분은  $I(t)/2 + Q(t)/(2j) + I(t)/2 - Q(t)/(2j) = I(t)$ 가 되며 위의 과정을 반복해 보면 (d) 지점에서의 신호 스펙트럼 성분 중  $f=0$ 에서의 성분은  $Q(t)$ 와 동일하다. 식 (3)의 두 경우 모두에 대해서  $f_N = F_s/4$ 이면  $f=0$  외의 다른 성분들은  $f = \pm F_s/2 = \pm 2f_N$ 에 모두 모이게 되어 그림 2(c)와 같아진다.

그림 1의 (c), (d) 지점에서 샘플률은  $F_s$ 에 해당하며 이 값은 모뎀부에서 요구되는 샘플률에 비해 상당히 큰 값을 갖는다. 모뎀부에서 요구하는 샘플률은 IEEE 802.11g 규격에 의하면 20MSPS 정도가 요구된다. 그러므로 (c), (d) 지점 신호가 모뎀에 입력되기 위해서는  $F_s/20 \times 10^6$ 의 데시메이션이 요구되며 이를 위한 데시메이터 필터 설계 과정을 다음 절에서 설명한다.

### 2.2. 데시메이션 필터 구성

기저대역의 모뎀 단에서 요구되는 샘플링률을 맞추기 위해서는 CIC 필터와 HBF를 조합해서 데시메이션을 수행했다. CIC 데시메이션 필터는 Integrator와 Comb 필터를 직렬로 연결된 형태로 전달함수는 다음과 같다.[5]

$$H_{CIC}(z) = \left( \frac{1}{RM} \frac{1-z^{-RM}}{1-z^{-1}} \right)^L \quad (4)$$

여기서 R은 데시메이션 인수(decimation factor)이고, M은 차등 지연(differential delay)을 나타내고, L은 필터의 차수를 의미한다. CIC 필터 구현에는 곱셈기를 사용하지 않으므로 시스템 복잡도면에서 우수하나 차수가 커짐에 따라 드롭(drop)이 커지며 또한 멀티채널 시스템의 경우 인접채널에 대한 저지 특성을 고려해야 하므로 CIC 필터로 전체 데시메이션의 일부를 담당하게 하고 HBF를 이용해서 추가 데시메이션을 하였다. 데시메이션률은  $F_s/20 \times 10^6$ 에 의해 정해지므로 CIC 및 HBF의 데시메이션 배분은 다음 식에 의해 정해진다.

$$F_s/20 \times 10^6 = R \cdot 2^L \quad (5)$$

여기서  $r$ 은 HBF의 개수로 HBF를 하나 사용할 때마다 샘플률이 반으로 줄어든다. 본 논문에서는 HBF로 [7]에서 사용한 MHBFI를 사용하였으며 MHBFI의 전달 함수는 다음과 같다.

$$H_{MHBFI}(z) = 2^{-1}[2^{-2} + (2^{-1} - 2^{-7})z^{-1} + 2^{-2}z^{-2}][2^{-2} + 2^{-6} + (2^{-1} + 2^{-7})z^{-1} + (2^{-2} + 2^{-6})z^{-2}][1 + z^{-1}] \quad (6)$$

CIC 필터와 MHBFI에 발생한 드립을 해결하기 위해 ISOP 및 일반 FIR 필터를 추가적으로 사용하였다.

ISOP의 전달함수는 다음과 같이 표현된다.[7]

$$P(z) = \frac{1}{|c+2|}(1 + cz^{-1} + z^{-2I}) \quad (7)$$

여기서  $I$ 는 양의 정수값을 가지며,  $\omega \in [0, \pi/I]$  구간에서 단조증가 하도록 하여 단조 증가 주기를 결정한다.  $c$ 는 -2 보다 작은 실수값을 가지며, 진폭응답의 크기를 정할 수 있다. ISOP 필터를 설계하는 것은  $c$ 와  $I$ 값을 결정하는 것이며, ISOP 필터의 중요한 사용목적이 드립을 보상하는 것이므로 프로그램에 의해 ( $c, I$ ) 값을 변화시키면서 CIC, MHBFI 및 ISOP 필터가 다음의 조건을 만족하도록 설계하였다.

Minimized  $\delta_p$   
 Subject to  $|H(e^{j\omega})P(e^{j\omega})| < \delta_p \quad (8)$

여기서  $H(e^{j\omega})$ 는 CIC필터와 MHBFI를 합친 필터의 주파수응답이고,  $P(e^{j\omega})$ 는 ISOP의 주파수응답이다. ISOP 필터는 하드웨어 복잡도가 작으면서 드립을 해결해 주지만 ISOP 하나로 진폭왜곡을 충분히 보상해 줄 수 없으므로 본 논문에서는 ISOP 외에 추가로 FIR 필터  $F(e^{j\omega})$ 를 사용하였다. FIR 필터 설계를 위해 주파수 샘플링 기법을 사용하였다. 즉, 등가적인 전체 필터 주파수 응답  $H(e^{j\omega})P(e^{j\omega})F(e^{j\omega})$ 가 이상적인 필터특성을 갖도록  $F(e^{j\omega})$ 를 설계하였으며, 이를 위해 MATLAB의 fir2 함수를 사용하였다.

### III. DDC 설계 및 시뮬레이션

#### 3.1 CIC 및 MHBFI 필터 설계

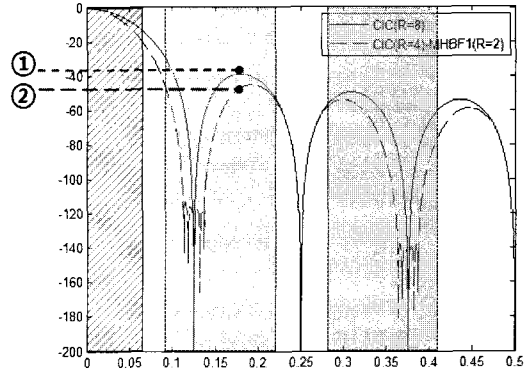


그림 3. CIC 및 MHBFI 필터의 주파수응답  
 Fig. 3 Frequency response for CIC filter and MHBFI

DDC 설계를 위해서 ADC 샘플률  $F_s$ 로 160MHz를 사용하였다. (5)에 의해 전체 데시메이션률은 8이 되어야 하므로 R=8인 CIC필터를 단독으로 사용한 경우와 R=4인 CIC필터 및 MHBFI를 사용한 두 가지 경우에 대해 시뮬레이션을 하였다. 그림 3은 두 경우에 대한 필터 주파수 응답을 나타낸다. 802.11g 신호의 기저대역 대역폭은 10MHz 정도이므로  $F_s = 160MHz$ 를 고려하면 정규화된 주파수 축에서  $10/160 \approx 0.06$ 이며 회색으로 표시된  $0.09 < f < 0.21$ 과  $0.28 < f < 0.40$  구간은 802.11g의 인접채널 영역을 나타낸 것이다. 통과대역만 고려하면 CIC 및 MHBFI를 모두 사용한 경우 더 큰 드립이 나타났다.

표 1은 수신신호에 인접채널 성분이 없는 경우에 대해서 필터 성능을 시뮬레이션한 결과이다. 매핑기법으로 QPSK, 16-QAM 및 64-QAM을 사용하였으며 AWGN 잡음을 더하였다. 진폭보상 과정이 없이는 BER 성능이 상당히 안 좋으므로 두 경우 모두 뒷단에 70차 FIR 필터를 추가로 사용하여 진폭왜곡의 영향을 충분히 보상하였다.

표 1. 통과대역 신호의 BER  
Table. 1 Passband signal BER performance

필터 구성	모듈레이션 기법		
	QPSK	16-QAM	64-QAM
CIC 필터	0	0	0
CIC 필터+MHBFI	0	0	2.3*10-3

QPSK와 16-QAM 매핑 신호에 대해서 CIC필터를 단독으로 사용한 경우와 CIC 필터와 MHBFI을 직렬로 연결해 사용한 두 경우 모두 동일한 성능을 나타냈다. 그러나 모듈레이션 인덱스가 증가한 64-QAM의 경우 CIC 필터를 단독으로 사용한 경우에 비해 상대적으로 CIC 필터와 MHBFI 필터 조합의 BER 성능이 좋지 않음을 확인할 수 있다. 이는 CIC 필터를 단일로 사용한 경우에 비해 MHBFI을 추가적으로 사용한 경우가 통과대역에서 드롭이 더 크기 때문이다.

다음은 수신신호에 인접한 채널 성분이 포함된 경우에 대해서 시뮬레이션을 하였다.

표 2. 인접채널 간섭 환경에서의 BER  
Table. 2 BER under adjacent channel interference

필터 구성	인접 채널의 시그널 파워		
	10배	20배	30배
CIC 필터	0	3.2*10-3	1.07*10-2
CIC 필터+MHBFI	0	2.0*10-3	2.5*10-3

그림 3의 주파수 응답 특성을 보면 CIC 필터만 사용하는 경우가 CIC 및 MHBFI 필터를 모두 사용하는 경우보다 인접채널에 대한 저지대역 특성이 나쁘다(그림 3의 ①, ② 참조). 인접채널을 사용하는 간섭신호 전력은 경우에 따라 통과대역 신호에 비해 아주 클 수도 있으므로 통과대역 신호보다 인접채널 간섭신호의 전력을 10배~30배 까지 증가시키면서 신호의 BER을 조사하였다. 표 2는 16-QAM으로 매핑된 통과대역 신호에 대한 시뮬레이션 결과로서 10배까지 두 수신전력의 차이가 나지 않을 때는 BER 성능의 차이가 크지 않으나 전력차이가 커짐에 따라 CIC와 MHBFI 필터를 동시에 사용한 경우가 성능이 더 좋았다. 따라서 저지대역의 특성과 앨리어싱 대역의 특성 향상을 위해서 MHBFI의 추가적인 사용이 요구된다.

종합해 보면 인접채널간섭 영향이 크지 않은 경우는 CIC필터의 데시메이션 인수를 최대한 높이고 HBF의 사용을 최소화한 경우가 AWGN 채널 환경에서 성능이 좋았다. 더욱이 MHBFI를 1개 더 사용할 때 마다 곱셈기가 6개 씩 증가하므로 하드웨어 복잡도 측면에서도 HBF의 사용을 줄일 필요가 있다.

따라서 본 논문에서는 R=4인 CIC 필터와 하나의 MHBFI를 사용하고 이 필터 조합에 의해 앨리어싱 밴드와 저지대역의 특성을 해결한 후 드롭에 대한 보상은 ISOP와 FIR 필터로 해결하고자 한다.

### 3.2. ISOP 및 FIR 필터 설계

ISOP 필터 설계는 (7)에 나타난 전달함수를 구현하는 것으로 통과대역 리플을 최소화 시키는 (c, I) 조합을 찾은 결과 c=-6.94, I=1 이었다. ISOP 필터와 함께 진폭왜곡 보상을 위해서 주파수 샘플링 기법에 의해 FIR 필터를 설계하였다.

그림 4는 CIC, MHBFI 및 ISOP 필터와 직렬로 FIR 필터가 추가된 전체 등가합 필터의 통과대역 리플을 나타낸다. 주파수 샘플링 기법에 의해 설계된 FIR 필터의 샘플 수와 필터차수에 따라 통과대역 리플이 차이가 났다. 주파수 샘플수가 많을수록 리플이 줄어들므로 이후 설계과정에서는 512개의 주파수 샘플을 사용하였다. FIR 필터의 차수가 커짐에 따라 리플이 점진적으로 감소하는 것을 볼 수 있다.

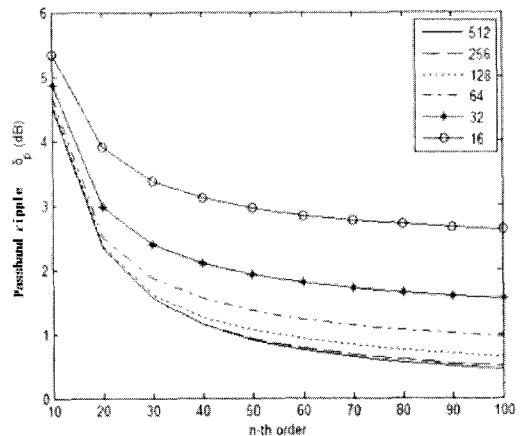


그림 4. 통과대역의 리플  
Fig. 4 Passband ripple

다음은 ISOP 사용에 따른 시스템 복잡도 감소 효과를 보기 위해서 64-QAM으로 매핑된 OFDM 신호에 대해서 ISOP와 FIR 필터를 모두 사용한 경우와 FIR 필터만 사용한 경우의 성능을 BER 관점으로 시뮬레이션 하였다(그림 5 참조).

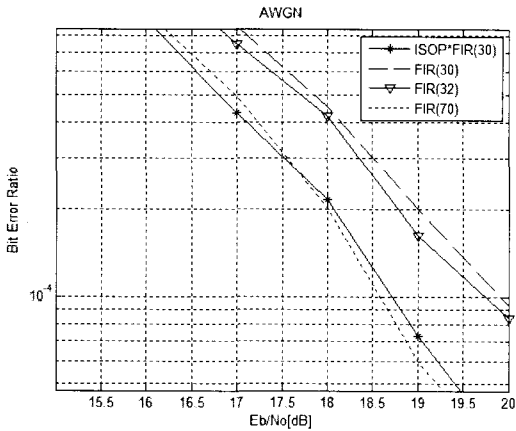


그림 5. ISOP와 FIR필터에 의한 BER 성능  
Fig. 5 BER curve for ISOP and FIR filter

30차 FIR 필터만 사용한 경우와 30차 FIR 필터와 직렬로 ISOP 필터를 모두 사용한 경우를 비교해 보았다. 예를 들어 BER=10<sup>-4</sup>을 얻기 위해서 직렬로 ISOP 필터를 추가로 사용하는 것이 E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub> 관점에서 1dB 정도 차이가 나는 정도로 유리하였다.

ISOP 필터는 하나의 곱셈기가 필요하므로 ISOP 필터와 30차 FIR 필터를 직렬로 사용하면 1+(30+1)=32개의 곱셈기가 필요하다. 다음으로 ISOP와 30차 FIR 필터를 얻을 수 있는 정도의 BER과 유사한 정도의 BER을 얻기 위해 요구되는 FIR 필터 차수를 조사하였다. 그림 5를 보면 약 70차 FIR 필터가 유사한 정도의 BER을 얻을 수 있었으므로 ISOP 필터가 성능 열화 없이 하드웨어 복잡도를 획기적으로 줄일 수 있음을 알 수 있었다.

그림 6은 ISOP와 FIR 필터를 모두 사용한 경우 FIR 필터의 차수에 따라 BER의 변화를 조사하였다. FIR 필터 차수가 30차가 넘어가면서 BER 값을 크게 변화시키지 못하는 것으로 나타났다.

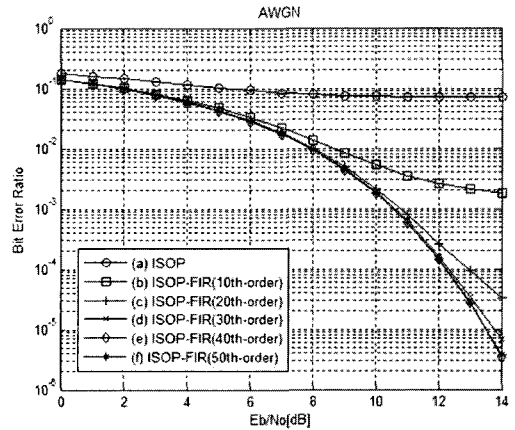


그림 6. FIR 필터 차수에 따른 BER 성능  
Fig. 6 BER curve versus FIR filter order

### 3.3. 전체시스템의 시뮬레이션과 성능평가

이상의 고찰을 통해서 설계하고자 하는 DDC 전체 시스템 및 데시메이션 필터의 사양을 정리해 보면 다음 표와 같다.

표 3. DDC 전체시스템 사양  
Table. 3 Specification for overall DDC

파라미터	값
$f_{RF}$	2.4~2.4835GHz
$f_{LO}$	2.3~2.3635GHz
$f_{IF}$	120MHz
$f_N$	40MHz
OFDM symbol rate	250kHz
$F_s$	160Msps

표 4. 데시메이션 필터 사양  
Table. 4 Decimation filter specifications

필터	파라미터
CIC	R=4, M=1, L=3
MHBF	MHBF1
ISOP	c=-6.94, k=1
FIR	30th-order

그림 7은 이상의 설계 사양에 기반을 두어 얻어진 시뮬레이션 결과다. 수신신호는 16-QAM 맵핑된 OFDM 신호를 사용했고, 인접채널 간섭이 있는 경우는 인접 신호 전력이 통과대역 신호보다 10배 및 20배 크도록 하였다.

간섭이 없는 경우 BER 성능은 16-QAM 변조 시스템의 이상적인 성능과 크게 차이가 없었으며 간섭신호가 통과대역 신호보다 10배 이상 전력이 큰 경우까지도 성능 열화가 거의 없었으며 간섭신호 전력이 20배 이상인 경우는 간섭 신호의 영향을 받았다.

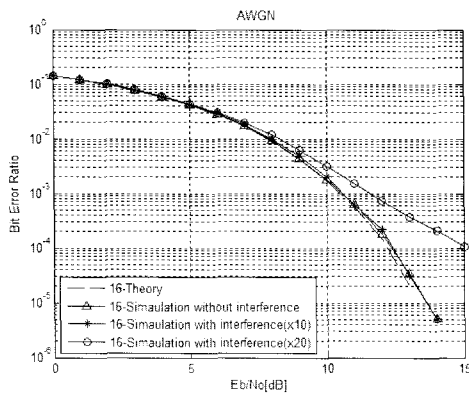


그림 7. 전체 시스템의 BER 성능  
Fig. 7 BER curve for overall system

#### IV. 결 론

본 논문에서는 802.11g 표준을 따르는 OFDM기반의 WLAN에 대한 Digital IF시스템 설계를 위해 다단 구조의 데시메이션 필터들을 구성하고 시뮬레이션에 의해서 최적의 파라미터를 획득하였다. 이를 위해 ADC 및 NCO의 주파수 선정 과정, 그리고 표준에 따르는 데시메이션률을 선택한 후 이를 CIC 필터 및 MHBFI가 담당하게 하였다. 이 과정에서는 드롭 해결보다는 하드웨어 복잡도 외에도 인접채널 간섭을 억제 하는데 초점을 맞추었다.

이어서 드롭해결을 위해 ISOP 필터 및 FIR 필터를 직렬로 사용해서 진폭왜곡을 보상하였다. 이 과정에서는 전체 시스템 성능 외에도 하드웨어 복잡도를 최소화 하는 관점으로 필터설계를 하였다. 최종적으로 설계된

DDC 필터는 데시메이션 및 진폭 왜곡 보상을 적절히 하여서 전체시스템의 BER이 이론적으로 얻을 수 있는 변복조 성능과 거의 유사한 정도의 결과를 얻을 수 있었다.

#### 참고문헌

- [1] 정석현, 선우명훈, "SDR을 위한 기저대역 신호처리 소자 기술," 한국통신학회지, 제19권, 제11호, pp. 123-134, 2000.9.
- [2] 이원철, "멀티모드용 SDR 기반 디지털 IF기술," 한국통신학회지, 제19권, 제11호, pp.85-108, 2002.11.
- [3] 박승현, 김재석, "소프트웨어 라디오 수신기의 구현을 위한 효율적인 Programmable Down Converter 설계," 전자공학회논문지, 제39권, 제1호, pp. 87-96, 2002.1.
- [4] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, "Discrete-Time Signal Processing, 2/E," Prentice-Hall, Aug. 1999.
- [5] E. B. Hogenauer, "An economical class of digital filters for Decimation and interpolation," IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol.29, no.2, pp. 155-162, April 1981.
- [6] Fredric J. Harris, "Multirate Signal Processing for Communication Systems," Prentice-Hall, 2004.
- [7] H. J. Oh, S. B. Kim, G. K. Choi and Y. H. Lee, "On the Use of Interpolated Second-Order Polynomials for Efficient Filter Design in Programmable Downconversion," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.17, no.4, pp. 551-560, April 1999.
- [8] Matlab Reference Guide,
- [9] "Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4GHz Band," IEEE and std 802.11g, 2003

저자소개



박찬훈(Chan-Hoon Park)

2008년 동양대학교  
정보보호학과(공학사)  
2011년 광운대학교 임베디드  
S/W공학과(공학석사)

2011년~현재 (주)코리아컴퓨터  
※관심분야: RFID, USN, Digital IF



양성현(Seong-hyeon Yang)

1983년 광운대학교  
전기과(공학사)  
1987년 광운대학교  
전기과(공학석사)

1992년 광운대학교 대학원 전기과(공학박사)  
1991년~현재 광운대학교 전자공학부 교수  
※관심분야: 홈네트워크



신동우(Dong-Woo Shin)

2007년 광운대학교  
전자공학과(공학사)  
2009년~현재 광운대학교  
전파공학과 석사과정

※관심분야: 디지털필터설계, Digital IF



박종철(Jong Chul Park)

1980년 서울대학교  
금속공학과(공학사)  
1982년 서울대학교  
금속공학과(공학석사)

1991년 서울대학교 대학원 금속공학과(공학박사)  
1983년~1992년 한국과학기술연구원 선임연구원  
1992년~현재 전자부품연구원 수석연구원  
※관심분야: 이동통신용 수동부품 및 모듈



최연경(Youn-Kyoung Choi)

2010년 경원대학교  
전자공학과(공학사)  
2010년~현재 광운대학교  
전파공학과 석사과정

※관심분야: 디지털필터설계, Digital IF



양훈기(Hoon-gee Yang)

1985년 연세대학교  
전자공학과(공학사)  
1987년 미국 SUNY at Buffalo 전기  
및 컴퓨터공학과(공학석사)

1992년 미국 SUNY at Buffalo 전기 및 컴퓨터공학과  
(공학박사)

1993년~현재 광운대학교 전자융합공학과 교수  
※관심분야: 디지털필터설계, 레이더 신호처리