

논문 2008-3-12

## 차세대 이동통신을 위한 기술기준 산정

### Technique Criteria Calculation for Next Generation Mobile Communication

김경석, 현영주

Kyung-Seok Kim

#### 요 약

사용자 요구의 다양화와 그에 따른 트래픽 증가 등 현재의 IMT-2000 기반에서 수용할 수 없는 보다 복잡한 이동 멀티미디어 환경이 도래하고 있다. 이러한 이동 멀티미디어 서비스를 원활히 제공하기 위해 ITU-R을 중심으로 한 전 세계 이동통신 업계는 이미 4세대용 시스템 규격 및 개발에 상당한 진전을 보이고 있다. 본 논문에서는 4세대 이동통신용 기술기준을 기존의 3.5세대인 WiBro의 기술기준을 근간으로 하였다. 향후 이동통신의 전송 특성은 상/하향의 비대칭적인 통신 트래픽이 예상된다. 따라서 본 논문에서는 상/하향의 점유주파수 대역폭을 1:3 과 1:6인 경우를 고려하여 물리계층 파라미터를 제안하였다. 그리고 모의실험을 통해 검증하였다. 따라서 본 논문의 결과를 4세대 이동통신을 위한 기술기준으로 제안한다.

#### Abstract

The new wireless multimedia environment is coming because of the variety of an user requirement and a traffic increase which we can not accept in the IMT-2000 present systems. To offer the wireless multimedia service the world wireless communication company which included the ITU-R is developing the standard and technique of 4G systems. We analyzed the technique criteria of the 4G wireless communication system in this paper which is based on that of WiBro System. The mobile communication traffic is predicted Up/Down-link of non-symmetric in the future. And we proposed the PHY layer parameters of occupied frequency bandwidth of Up/Down-link with both 1:3 and 1:6. And we verified this through the simulation. So we proposed the technique criteria for 4G wireless communication in this paper.

**Key Words** : 3G LTE, WiBro, , Beyond 3G, HSDPA, 4G,

#### 1. 서 론

IMT-2000으로 불리는 3세대 시스템은 국제적인 로밍이 가능하고, 데이터 전송 속도를 고속 이

동 시 144kbps, 보행 시 384kbps, 정지 시 2Mbps 까지 제공하며, 음성 서비스, 고속 데이터 서비스, 동영상 서비스를 제공하는 미래 지향적 이동통신 시스템의 실현을 목적으로 하였다. 그러나 정보화 시대의 사용자는 유선 광대역 네트워크와 동일한 품질의 무선 멀티미디어 서비스를 요구하며, 저속

충북대학교 정보통신과  
접수일자, 수정완료

에서 고속까지, 실시간에서 비 실시간의 여러 품질의 다양한 서비스를 요구하고 있다. 따라서 3GPP에서는 급속히 발전되는 정보통신서비스를 효율적으로 제공하기 위해, 3GPP R6 기술과 비교하여 사용자와 사업자의 비용을 줄이면서도 고품질의 다양한 서비스를 제공하는 새로운 이동통신기술의 필요성을 인식하고, 낮은 전송 지연(low latency), 높은 전송률(high data rate), 시스템 용량과 커버리지를 개선하는 3G long-term evolution(LTE) 표준 기술 작성을 시작하였다. 이에 따라 지난 2004년 말부터 3GPP에 참여한 사업자, 벤더, 연구소 등은 2007년 6월 표준규격 작성 완료를 목표로 LTE와 SAE에 대한 연구를 진행하고 있다. 또한 ITU-R에서는 계속적으로 증가하는 고속 무선통신 서비스의 요구를 충족시키기 위해 IMT-2000 시스템의 향후 진화를 위한 새로운 IMT-Advanced 시스템 (System beyond IMT-2000)의 규정을 승인하였다. IMT-Advanced 시스템의 예상되는 특징은 기존 IMT-2000 시스템의 기능과 성능을 포함하면서 새로운 기술들을 수용하여 기존의 성능을 보다 향상시킨다는 점이다[1]. 이 같은 특징을 그림 1에 도시하였다. IMT-Advanced 시스템의 무선접속 규격이 제공하는 데이터 전송률의 범위는 상당히 넓을 것으로 예상된다. 고속의 이동성 환경에서는 최대 100Mbps(bits per second), 그리고 정지 상태 또는 제한된 이동성을 갖는 환경의 사용자를 대상으로 하는 서비스 영역에서는 최대 1Gbps를 목표로 한다. 각 사용자에게 제공되는 전송률은 동시 사용자 수, 트래픽 특성, 서비스 파라미터, 망설치/운용 시나리오, 스펙트럼의 가용성, 전자파 전파환경 등과 같이 다양한 요인들에 의해 변화될 것이다[2].

## II. 4세대 이동통신이란?

4세대 이동통신은 현재 저속의 음성 및 패킷

데이터 통신 위주에서 고속 이동 중에 최대 100Mbps, 정지 및 저속 이동 중에 155Mbps~1Gbps 정도의 데이터 전송 속도를 기반으로 하여 유무선 통합에 의한 진정한 멀티미디어 통신이 가능한 통신환경을 의미한다. 그러나 빠른 전송 속도만이 4세대 기술을 대표하는 것은 아니다. 궁극적인 이상향은 유비쿼터스 서비스 제공을 위한 플랫폼의 실현에 있다. 그림 1.은 현재의 시스템과 향후의 시스템이 수용해야할 범위에 대해 개괄적으로 나타내고 있다.

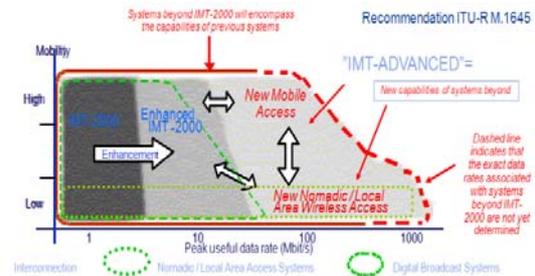


그림 1. IMT-Advanced 시스템과 IMT-2000 시스템의 수용성

본 논문에서는 4세대 이동통신 시스템에서 적용될 다양한 기술기준 파라미터 중에서 기본적인 공통기준인 점유주파수 대역폭 선정에 중점을 두었다. 또한 얻어진 점유주파수 대역폭에 맞는 스펙트럼 마스크를 구현하였다.

표 1.은 기존의 3G 시스템과 Beyond 3G 시스템의 주요 사항을 비교한 것이다. 기존의 시스템보다 3G LTE나 IMT-Advanced(4G)에서는 넓은 대역폭을 고려하고 있으며, 또한 빠른 데이터 전송속도를 고려하고 있다. 표 2.는 무선인터넷 서비스인 WiMAX 측면에서 4G로의 발전단계를 비교한 것이다. 기존의 고정형에서 이동형서비스를 제고하고 향후 기존의 서비스 보다 월등하게 향상된 서비스 제공을 고려하고 있다.

표 1, 표 2.에서 알 수 있듯이 향후 도래할 4세대 이동통신 시스템은 보다 고속의 이동성을 보

장하며, 빠른 데이터 전송 속도를 제공하고 있다. 보다 많은 전송량을 보내기 위해 본 논문에서는 OFDM 전송기반의 시스템을 고려하였으며, 많은 데이터량을 전송하기 위해 넓은 점유주파수 대역폭을 고려하였다.

표 1. 3G & Beyond 3G 비교

	W-CDMA (3G)	HSDPA/HSUPA(3.5G)	3G LTE	IMT-Advanced (4G)	CDMA2000 1xEV-DO	
					Rev.0	Rev.A
Access method	DL: CDMA UL: CDMA	DL: CDMA UL: CDMA	DL: OFDMA UL: SC-FDMA	DL: OFDM(?) UL: (?)	DL: CDMA UL: CDMA	DL: CDMA UL: CDMA
Bandwidth	5 MHz	5 MHz	20 MHz	>100 MHz	1.25 MHz	1.25 MHz
Modulation	HPSK,QPSK	HPSK,QPSK 16QAM	QPSK,16QAM 64QAM,etc.	QPSK,16QAM 64QAM,etc.	BPSK,QPSK 8PSK, 16QAM	BPSK,QPSK 8PSK,16QAM
Data rate (max.)	DL: 384kbps UL: 64kbps	DL: 14.4Mbps UL: 5.7Mbps	DL: 100Mbps UL: 50Mbps	DL: ~1Gbps UL: >50Mbps	DL: 2.4Mbps UL: 154kbps	DL: 3.1Mbps UL: 1.8Mbps
Service-in	Available now	Year 2006	Expected in 2009	Expected in next decade	Available	Year 2006
Features	Circuit switching	Enhancement of packetised data rate	Great improvement of data rate and latency	Further improvement of data rate and mobility	High speed low-cost data	Enhancement of data rate and QoS

표 2. Specification of WiMAX

		Fixed (802.16-2004)	Mobile (802.16e-2005)	802.16m
Frequency	Frequency band	< 11GHz	< 6GHz	< 6GHz
	Bandwidth	1.25~20MHz	1.25~20MHz	1.25~20MHz
Peak Data Rate		75Mbps (DL+UL)	75Mbps (DL+UL)	> 130Mbps(DL) > 56Mbps(UL)
Cell Radius		2-10km (max. 50km)	2-3km	Up to 5km*
Modulation	Primary (AMC)	BPSK/QPSK/16QAM/64QAM	QPSK/16QAM/64QAM	QPSK/16QAM/64QAM
	Secondary	OFDM (SC/OFDMA)	SOFDMA (SC/OFDMA)	SOFDMA (SC/OFDMA)
Technology for higher data speed		AAS, STC, MIMO	AAS, STC, MIMO	AAS, STC, MIMO
Mobility		Fix, Nomadic	Max. 120km/h	Max. 350km/h

AMC: Adaptive Modulation and Coding SC: Single Carrier,  
 AAS: Adaptive Antenna System STC: Space Time Coding  
 MIMO: Multiple Input Multiple Output  
 \* some members propose "functionally up to 100km" for rural area application

### III. 물리계층 파라미터 선정

#### 1. 점유주파수 대역폭 설계를 위한 주요파라미터

다중화 방식은 OFDM방식을 고려하였다. OFDM 방식은 주파수 효율이 높고, 간단한 단일 탭 등화기로 고속 전송 시 급격히 증가하는 심볼간 간섭의 보상이 가능하며, FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있기 때문에 고속 데이터 전송 무선통신에서 적용되고 있다[3][4]. 또한 높은 전송속도를 요구하는 4세대 이동통신에서 고려하고 있는 다중화 방식중 하나이며, 기존의 WiBro 시스템이 OFDM 방식을 적용하였다. 반송파 주파수는 4세대용 주파수 대역의 후보 중 3.4~4.2GHz 대역을 고려하였다. FDD인 경우 Up link인 경우 3.6GHz와 Down link인 경우 4.0GHz의 반송파 주파수를 고려하였으며, TDD인 경우 중간주파수인 3.8GHz를 고려하였다. 다음의 수식들은 참고문헌 [3]를 참조하였다.

- 보호구간의 길이

채널지연 확산에 의한 인접 심볼간 간섭을 방지하기 위해 일반적으로 최대지연 확산보다 크게 설정한다. 시간 영역 윈도우를 사용할 경우, 유효 보호구간의 길이가 감소하므로 이를 고려한다.

$$T_G = \tau_{rms} \times K_M \quad (1)$$

$\tau_{rms}$ : ITU-R에서 제시한 모형 가운데 전형적으로 일어나거나 일어날 가능성이 있는 채널 모형 중 가장 큰 값 (4us)

KM : 변조요소(modulation factor), 변조방식 및 지연확산을 고려하여 설정한다. 전형적으로 KM은 2에서 4의 값을 갖는다.

- 데이터 심볼의 길이

OFDM 심볼에서 보호구간의 길이를 제외한 부분의 길이이며, Coherence 대역폭 및 SNR 손실

과 coherence 시간에 의해 범위가 결정된다.

부채널간 간격(df)이 정해졌을 경우는 다음과 같다.

$$T_{data,1} = 1/df \quad (2)$$

전력손실과 데이터 심볼의 길이간의 관계를 이용한 최소 데이터 심볼의 길이는 다음과 같다.

$$10 \log_{10} \left( \frac{T_{data,2} + T_G}{T_{data,2}} \right) \leq L_{loss} (dB)$$

$$T_{data,2} \geq T_G (1/(10^{L_{loss}/10} - 1)) \quad (3)$$

이때 시스템이 허용할 수 있는 최소 데이터 심볼의 길이는 (2), (3)중 큰 값을 설정한다.

보호구간의 길이가 길어질수록 큰 SNR 손실이 발생하므로 SNR 손실을 최소화하기 위해서는 보호구간의 길이에 비례하여 심볼의 길이도 길어진다. 따라서 데이터 심볼의 길이가 보호구간의 길이의 4배 이상이 되면 일반적으로 SNR 손실이 1dB이하가 된다.

4세대 이동통신 시스템은 부채널 간의 간격(df)에 관한 특별한 조건이 설정되어 있지 않다. 따라서 본 논문에서는 설계 조건에서 허용 가능한 SNR 손실을 0.9dB 이하를 고려하여 설계하였다. 보호구간의 길이가 TG 일 때 최소 데이터 심볼의 길이는 다음과 같다.

$$T_{data,min} = T_{data,2} \geq 17.6us \times (1/(10^{0.9/10} - 1)) \quad (4)$$

데이터 심볼의 길이가 76.4324us 이상일 때 SNR 손실을 1dB 이하로 줄일 수 있음을 알 수 있다.

Coherence 시간을 이용하여 인접 채널 간 간섭을 발생시키지 않는 최대 데이터 심볼 길이는 다음과 같다.

$$T_{data,max} = T_C - T_G$$

$$= \frac{1}{2f_d} - T_G \quad (5)$$

ITU에서 3Km/h,60Km/h,250Km/h의 이동속도에서 고속의 데이터 통신을 요구, 이동속도에 따른 최대 도플러 확산과 coherence 시간은 다음과 같다.

$$fd,250=462.9630Hz$$

$$Tc,250=1.08ms \text{ 이다.}$$

그러나 350Km/h의 이동속도를 고려하기 위해 Coherence 시간과 최대 도플러 이동을 구하면 다음과 같다.

$T_C$  : Coherence time

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16 \times \pi \times fm^2}} \quad (6)$$

fm : 최대 도플러 이동[Hz]

$$fm = \frac{v \times f_c}{c} \quad (7)$$

fc : carrier frequency[Hz], 4세대용 주파수의 후보대역 중 3.4~4.2GHz의 대역을 고려하였다.

v : 이동 속도

따라서 350Km/h의 이동속도에서 최대 도플러 확산과 coherence 시간은 각각 다음과 같다.

$$fd,350=1231.2Hz$$

$$Tc,350=34.368ms \text{ 이다.}$$

4세대 시스템에서는 350Km/h의 이동속도를 예측하고 있으므로 최대 도플러 주파수는 1231.2Hz가 됨을 알 수 있다[5][6].

- 전체 부채널의 수

Coherence대역폭 및 FFT의 하드웨어 복잡도 고려하여 부채널의 수를 결정한다. Coherence대역폭 및 최소 부채널 수는 다음과 같다.

$$B_c \cong 1/2\pi\tau_{rms} = 1/6 \times 4us = 41.7kHz$$

$$N_{min} = \left\lceil \frac{BW}{B_c} \right\rceil \quad (8)$$

Bc : coherence대역폭  
 Nmin : 최소 부채널 수  
 팔호는 팔호 안의 수 보다 큰 정수

최소데이터 심볼 길이와 최대 데이터 심볼 길이를 기반으로 2의 n승이 되도록 FFT크기 결정한다.

$$T_{data,min} \times fs \leq N_{data} \leq T_{data,max} \times fs$$

$$N = \lceil \lceil N_{data} \rceil \rceil \quad (9)$$

• 유효 부채널 및 대역 효율

일반적으로 유효 부채널의 수는 FFT 크기(모든 부채널의 수)의 83%정도만을 사용한다. 전송 신호의 유효 대역폭(effective bandwidth)은 부채널 간격 및 부채널 수와 깊은 관련이 있다.

샘플링 주파수를 계산하기 위해

$$BW_{eff} = \frac{f_s}{BW} \frac{N_{sc} + 1}{N} = \frac{df(N_{sc} + 1)}{BW} \quad (10)$$

Nsc : 파일럿 반송파와 데이터 반송파를 포함하는 실제 사용되는 반송파의 수

1 : DC 반송파를 의미

BW<sub>eff</sub> : 대역폭 효율을 의미

$$f_s = \frac{N}{N_{sc} + 1} \times BW \times BW_{eff} = \frac{df(N_{sc} + 1)}{BW} \quad (11)$$

최대 사용 가능한 대역폭을 점유하기 위해서 대역폭 효율은 83~95%의 범위에서 설계될 수 있지만 적절한 RF 필터링이 요구된다. 대역폭의 효율이 증가할수록 RF필터의 구현은 복잡해지며, 샘플링주파수가 증가할수록 대역 효율은 증가한다. 대역폭 효율을 높이기 위해 Down link에서는 오버샘플링을 하였다.

2. 점유주파수 대역폭 물리계층 파라미터

표 3.은 앞의 OFDM 파라미터 선정에 의해 얻어진 결과를 정리한 것이다. FDD기반의 파라미터로 상/하향 트래픽을 비대칭적으로 설계하였으며, 비율은 1:3과 1:6인 경우를 고려하였다. Up link인 경우 5MHz를 고려하였으며, Down link인 경우 향후 트래픽을 고려하여 case1에서는 15MHz의 대역폭을 설계하였으며, case2에서는 30MHz의 대역폭을 설계하였다.

표 3. FDD기반의 OFDM 물리계층 파라미터

Parameter	Up Link	Down Link(Case 1)	Down Link(Case 2)
반송파 주파수(fc)	3.6GHz	4.0GHz	4.0GHz
대역폭	5MHz	15MHz	30MHz
점유 대역폭	4.16MHz	14.0039MHz	27.99MHz
대역 효율	83.39%	93.42%	93.36%
샘플링 주파수(fs)	5MHz	20MHz	40MHz
FFT 크기(N)	382.16<N<171752 중 512 선택	1528.6<N<687008 중 2048 선택	3057.3<N<1374016 중 4096 선택
유효 부채널수(Nsc)	426(83.3%)	1434(70%)	2867(70%)
부채널간 간격(Δf)	9.765625KHz	9.765625KHz	9.765625KHz
데이터 구간(Td)	76.4324us~34360.4us중 선택 102.4us	76.4324us~34360.4us중 선택 102.4us	76.4324us~34360.4us중 선택 102.4us
보호구간(TG)	17.6us	17.6us	17.6us
심볼 구간(Tsym)	120us	120us	120us
보호구간에 의한 SNR 손실	0.9dB	0.9dB	0.9dB
Coverage	1~10Km	1~10Km	1~10Km
기준 RMS 지연확산	4us	4us	4us
최대 전송속도	28.39Mbps (256QAM & code rate:1)	96.59Mbps (256QAM & code rate:1)	191.13Mbps (256QAM & code rate:1)

앞의 FDD기반의 물리계층 파라미터와 동일한 방법을 이용하여 얻어진 결과를 표 4, 5에 나타내었다. 각 시스템은 TDD 접속기반의 20MHz의 대역폭과 40MHz의 전송 대역폭을 갖는다.

인접신호와의 간섭을 고려하여 설계된 각각의 대역폭이 적정함을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 실행하였다. 이는 기준신호가 간섭신호에 어느 정도 영향을 받는가를 알아보기 위함이다. TDD인 경우 기준신호를 3.8GHz로 하였고, FDD인 경우 Up-link에서는 3.6GHz, Down-link에서는 4.0GHz를 고려하였다. 기준신호와 동일한 인접신호를 발생하여 반송파 주파수만 변경하여 채

널 간격을 좁혀가면서 시뮬레이션을 진행하였다.

표 4. TDD기반의 OFDM 물리계층 (1)

Parameter	값
반송파 주파수(fc)	3.8GHz
대역폭	20MHz
점유 대역폭	16.657MHz
대역 효율	83.325%
샘플링 주파수(fs)	20MHz
FFT 크기(N)	1750.4<N<68376 중 선택 4096
유효 부반송파(Nsc)	3412(83.3%)
부채널간 간격(d <sub>f</sub> )	4.882KHz
데이터 구간(T <sub>d</sub> )	87.52us~3418.8us 중 선택 204.8us
보호구간(T <sub>a</sub> )	17.2us
심볼 구간(T <sub>sym</sub> )	222us
보호구간에 의한 SNR 손실	0.9dB
Coverage	1~10Km
기준 RMS 지연확산	4us
최대 전송속도	122.95Mbps (256QAM & code rate = 1)

표 5. TDD기반의 OFDM 물리계층 (2)

Parameter	값
반송파 주파수(fc)	3.8GHz
대역폭	40MHz
점유 대역폭	33.31MHz
대역 효율	83.325%
샘플링 주파수(fs)	40MHz
FFT 크기(N)	3500.8<N<136752 중 선택 4096
유효 부반송파(Nsc)	3412(83.3%)
부채널간 간격(d <sub>f</sub> )	9.765KHz
데이터 구간(T <sub>d</sub> )	87.52us~3418.8us 중 선택 102.4us
보호구간(T <sub>a</sub> )	17.6us
심볼 구간(T <sub>sym</sub> )	120us
보호구간에 의한 SNR 손실	0.9dB
Coverage	1~10Km
기준 RMS 지연확산	4us
최대 전송속도	227.46Mbps (256QAM & code rate = 1)

#### IV. 모의실험

본 장에서는 앞에서 얻어진 물리계층 파라미터 결과표를 이용하여 모의실험으로 검증하였다. 시스템에서 점유주파수 대역폭은 인접한 두 채널 사이에서 최근접 서브 캐리어가 충분한 신호대 간섭비를 확보할 수 있도록 결정되어야 한다. 이러한 분석을 수행하기 위해 그림 2.와 같이 구성하여 실험을 실시하였다.

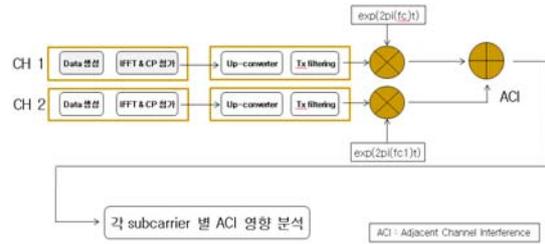


그림 2. 점유주파수 대역폭 분석 블록도

#### 1. FDD 기반의 Up-link 모의실험

FDD 기반의 모의실험을 수행하기 위해 Up link와 Down link를 구별하여 각각 그림 2.의 블록도와 같이 모의실험을 수행하였다.

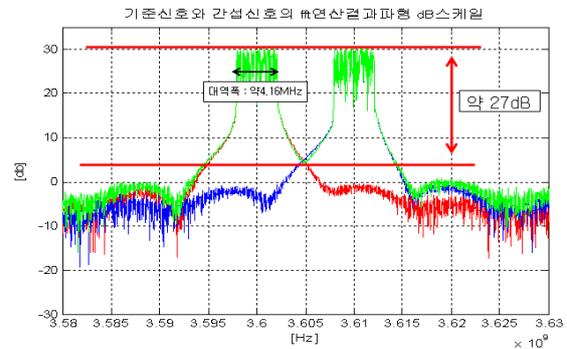


그림 3. FDD Uplink 채널 간격이 10MHz인 경우 SNR

그림 3.은 5MHz의 대역폭을 갖는 OFDM신호이며, 10MHz의 채널간격을 이격한 경우의 출력 파형이다. 그림 3.에서 알 수 있듯이 신호대 간섭비는 약27dB정도를 나타내고 있다.

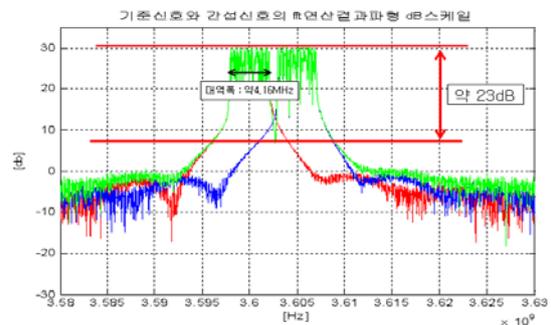


그림 4. FDD Uplink 채널 간격이 5MHz인 경우 SNR

그림 4.는 채널 간격이 대역폭과 같은 5MHz인 경우 이다. 점유 주파수 대역폭은 4.16MHz이므로 5MHz의 채널 간격일 때도 신호대 간섭비가 약 23dB를 나타내고 있다.

그림 5.는 점유 주파수 대역폭인 4.16MHz보다 좁은 3MHz의 채널 간격일 때, 즉 인접 채널에 의해 기준 신호가 심각한 영향을 받는 경우이다.

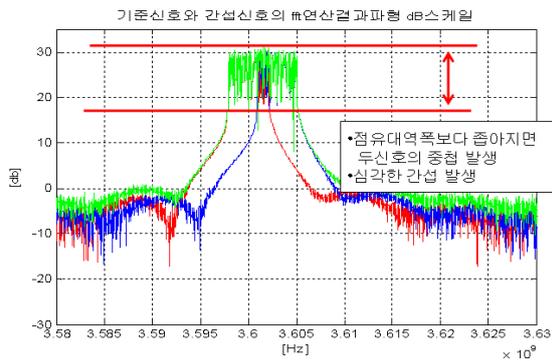


그림 5. FDD Uplink 채널 간격이 3MHz인 경우 SNR

## 2. FDD 기반의 Down-link모의실험

### 2-1. Case 1인 경우

표 3.의 Case1에 대한 모의실험 출력 파형을 그림 6, 그림 7, 그림 8.에 나타내었다. Case1인 경우 대역폭은 15MHz이며, 점유 주파수 대역폭은 약 14MHz인 경우이다.

그림 6, 그림 7.은 채널 간격이 각각 20MHz와 15MHz인 경우의 수신단에서의 출력파형이다. 표 3.에서 얻어진 대역폭보다 채널 간격이 크거나 같은 경우를 나타내고 있으며, 그림 6, 그림 7.에서 볼 수 있듯이 신호대 간섭비는 약20dB 전후이다.

그림 8.은 점유 주파수 대역폭 보다 채널의 간격이 좁은 경우이다. 앞의 Up link와 동일한 결과로써 인접 채널에 의해 기준신호가 심각한 영향을 받음을 알 수 있다.

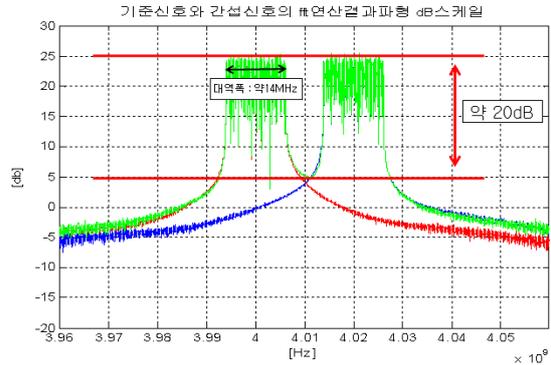


그림 6. FDD Downlink 채널 간격이 20MHz인 경우 SNR

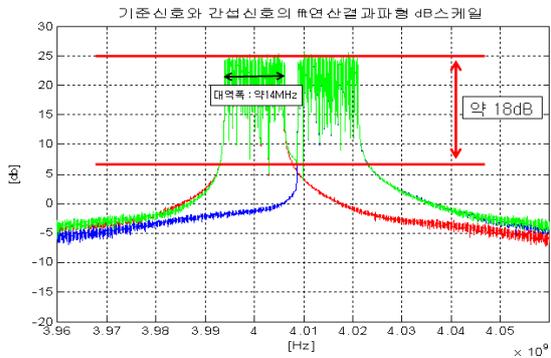


그림 7. FDD Downlink 채널 간격이 15MHz인 경우 SNR

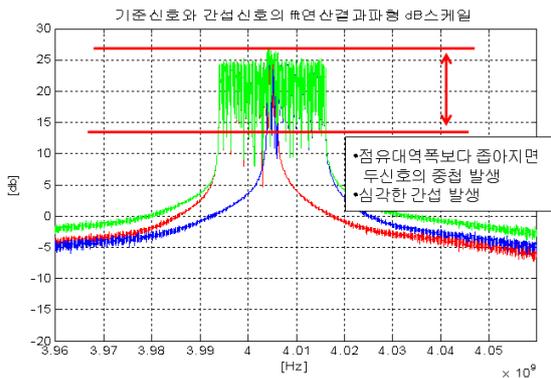


그림 8. FDD Downlink 채널 간격이 10MHz인 경우 SNR

2-2 Case 2인 경우

표 3.의 case2에 대한 모의실험 출력 파형을 그림 9, 그림 10, 그림 11.에 나타내었다. 대역폭은 30MHz이며, 점유 주파수 대역폭은 27.99MHz이다. 이는 앞에서 언급했듯이 향후 비대칭적인 트래픽 특성이 증가할 것으로 예상하여 상하향의 트래픽 비율을 1:6으로 선정하고 물리계층 파라미터를 설계한 것이다.

아래의 그림 9.는 대역폭보다 넓은 채널간격인 40MHz가 이격된 경우의 출력 파형이다. 그림 9.에서 알 수 있듯이 넓은 채널간격인 경우 간섭의 영향이 적어 신호대 간섭비가 약25dB정도이다. 그림 10.은 채널 간격이 30MHz로 설계된 대역폭 만큼 이격된 경우의 결과이다. 이 경우 신호대 간섭비는 약 20dB로 나타난다.

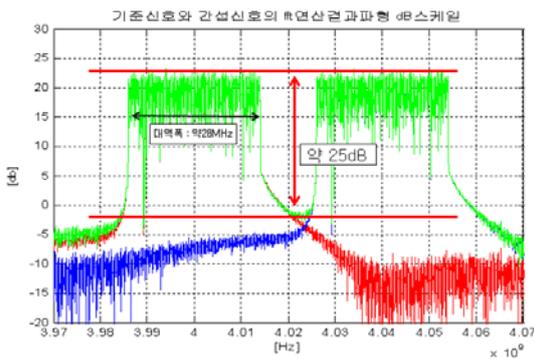


그림 9. FDD Downlink 채널 간격이 40MHz인 경우 SNR

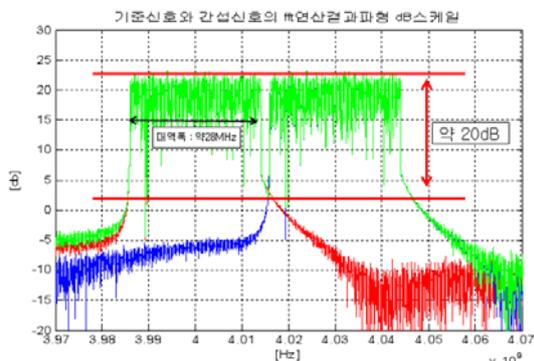


그림 10. FDD Downlink 채널간격이 30MHz인 경우 SNR

그림 11.은 설계된 27.99MHz의 점유 주파수 대역폭 보다 채널의 간격이 좁은 경우이다. 앞의 경우와 동일한 결과로써 인접 채널에 의해 기준신호가 심각한 영향을 받음을 알 수 있다.

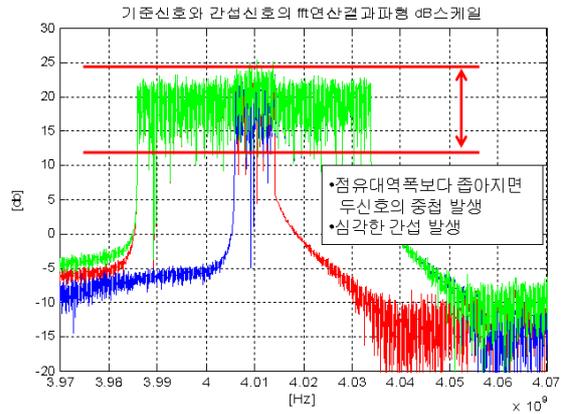


그림 11. FDD Downlink 채널 간격이 20MHz인 경우 SNR

3. TDD 기반의 모의실험

3-1. 20MHz인 경우

FDD의 모의실험 방법과 동일하게 앞의 표 4.에서 설계된 파라미터를 이용하여 모의실험을 실행하였다. 그림 12, 13.은 각각 20MHz와 18MHz의 채널간격인 경우의 출력 결과이다. 실제 점유 주파수 대역폭이 16.657MHz이므로 18MHz의 채널 간격에서도 약 25dB의 SNR 차이를 나타내고 있다.

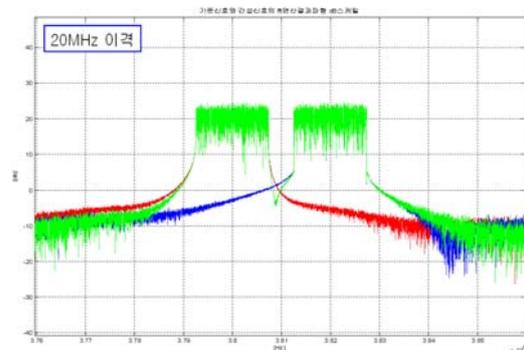


그림 12. 20MHz 대역폭에서의 기준신호에 대한 간섭신호의 영향 (3.8GHz Vs. 3.820GHz)

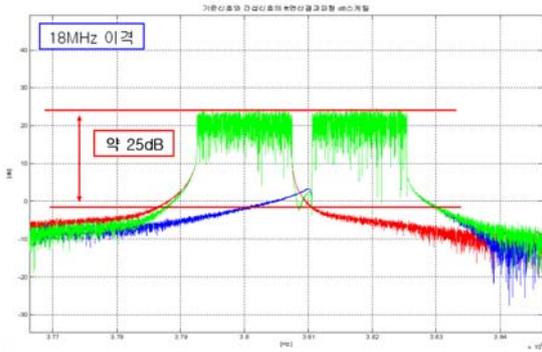


그림 13. 20MHz 대역폭에서의 기준신호에 대한 간섭신호의 영향 (3.8GHz Vs. 3.8180GHz)

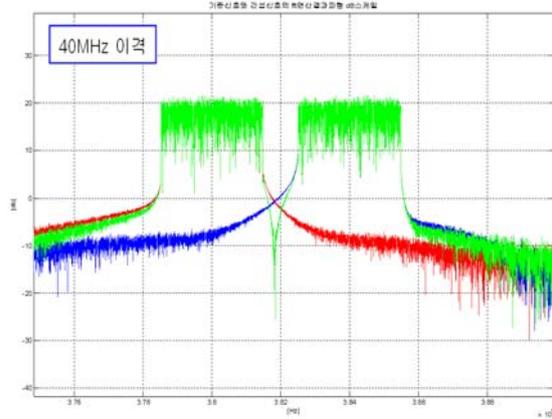


그림 15. 40MHz 대역폭에서의 기준신호에 대한 간섭신호의 영향 (3.8GHz Vs. 3.840GHz)

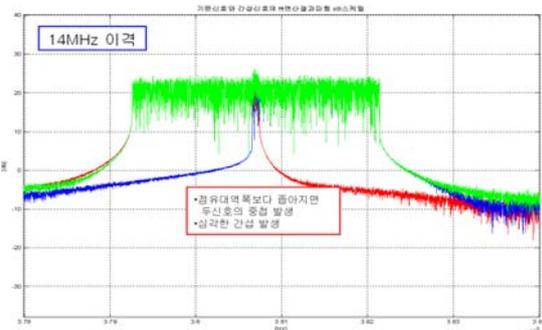


그림 14. 20MHz 대역폭에서의 기준신호에 대한 간섭신호의 영향 (3.8GHz Vs. 3.8140GHz)

그림 14.에서 볼 수 있듯이 실제 점유 주파수 대역보다 채널간격이 좁아지면 간섭신호와 기준신호가 합쳐져서 심각한 간섭을 일으킨다.

### 3-1. 40MHz인 경우

20MHz와 동일한 방법으로, 인접신호와의 간섭을 고려하여 40MHz의 대역폭이 적정함을 확인하기 위하여 모의실험을 실행하였다. 기준신호를 3.8GHz로 하였고, 인접신호를 동일하게 반송파 주파수만 변경하여 채널 간격을 좁혀가면서 모의 실험을 진행하였다.

그림 15, 16.은 각각 40MHz와 36MHz의 채널 간격인 경우의 출력 결과이다. 실제 점유주파수 대역폭이 33.31MHz이므로 36MHz의 채널간격에서도 약 25dB의 SNR 차이를 나타내고 있다.

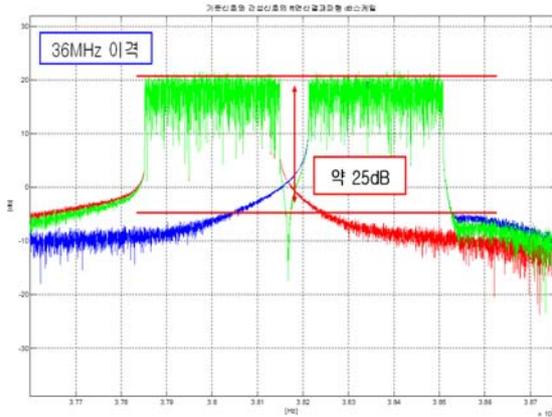


그림 16. 40MHz 대역폭에서의 기준신호에 대한 간섭신호의 영향 (3.8GHz Vs. 3.836GHz)

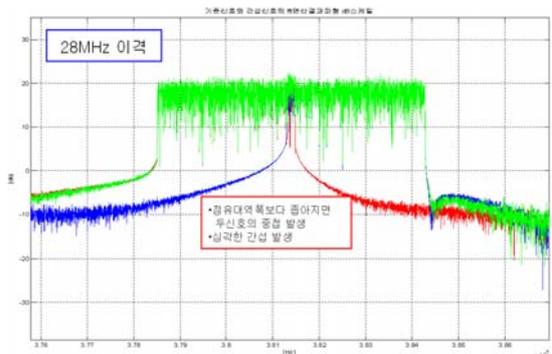


그림 17. 40MHz 대역폭에서의 기준신호에 대한 간섭신호의 영향 (3.8GHz Vs. 3.828GHz)

그림 17.에서 알 수 있듯이 실제 점유주파수 대역보다 채널간격이 좁아지면 간섭신호와 기준 신호가 합쳐져서 심각한 간섭을 일으킨다.

### V. 스펙트럼 마스크 구현

스펙트럼 마스크 선정은 아래 그림 18.과 같이 일반적으로 5단계를 거쳐 선정된다. 1단계는 4가지 경우에 대한 이상적인 ACLR 조건을 산출하며, 이를 바탕으로 2단계에서는 구현 가능성 및 경제성 등을 고려한 ACLR 수준을 고려하여 최종적인 ACLR을 검토한다. 3단계에서는 이상적인 조건과 구현 가능한 수치를 함께 고려하여 최종적인 ACLR을 선정한다. 4단계에서는 기지국 송신 전력과 단말기 최대 송신 전력을 기준으로, 선정된 ACLR 조건에 대해 RF 증폭기나 필터의 특성 등을 고려하여 스펙트럼 마스크를 선정하고, 5단계에서는 Power Class에 따른 스펙트럼 마스크를 추가로 선정한다.



그림 18. 스펙트럼 마스크 선정 과정

본 논문에서는 그림 18.과 같은 과정을 거쳐 스펙트럼 마스크를 선정하지 않았다. 왜냐하면, 각각의 단계에서 많은 가정과 추론을 하게되므로 신빙성이 떨어지기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 ETSI자료를 참고하여 앞에서 설계한 물리계층 파라미터에 적용 가능한 스펙트럼 마스크를 설정하였다. 각각 OFDM 기반의 TDD 및 FDD 방식의 점유주파수대역에 적합하도록 설계하였다[7].

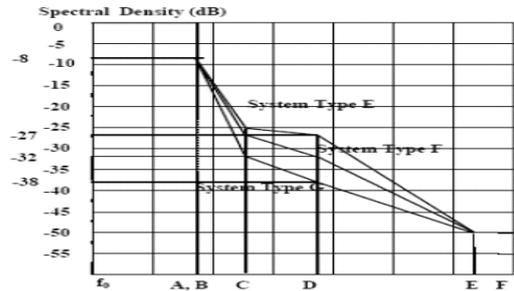


그림 19. ETSI EN 301 021 V1.6.1

$$\begin{aligned}
 \Delta F &= \text{Channel\_Spacing} \\
 \text{Point\_A(MHz)} &= 0.5 \times \Delta F \\
 \text{Point\_B(MHz)} &= 0.5 \times \Delta F \\
 \text{Point\_C(MHz)} &= 0.714 \times \Delta F \\
 \text{Point\_D(MHz)} &= 1.057 \times \Delta F \\
 \text{Point\_E(MHz)} &= 2.0 \times \Delta F \\
 \text{Point\_F(MHz)} &= 2.5 \times \Delta F
 \end{aligned} \tag{12}$$

위의 수식 (12)는 그림 19.의 각 스펙트럼 마스크를 구성하는 포인트를 계산하는 식이다.

#### 1. FDD 기반의 스펙트럼 마스크(1)

위의 수식 (12)를 이용하여 FDD 기반의 Up-link 및 Down-link를 계산한 결과를 표 6.에 나타내었다.

표 6. FDD방식의 System Point(1)

	Up-Link (MHz)	Down-Link (MHz)
Point A	2.5	7.5
Point B	2.5	7.5
Point C	3.57	10.71
Point D	5.285	15.855
Point E	10	30
Point F	12.5	37.5

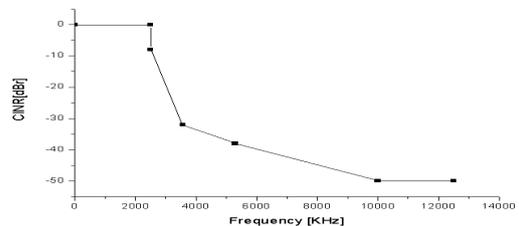


그림 20. FDD기반의 5MHz의 대역폭을 갖는 Up-link Spectrum mask

표 6.에서 얻어진 각 포인트를 이용하여 FDD 기반의 Up-link 및 Down-link용 스펙트럼 마스크를 그림 20.과 그림 21.에 나타내었다.

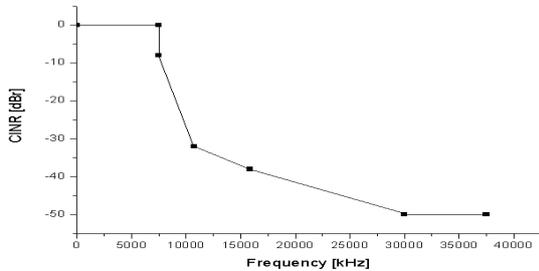


그림 21. FDD기반의 15MHz의 대역폭을 갖는 Down-link Spectrum mask

## 2. FDD 기반의 스펙트럼 마스크(2)

5MHz의 Up-link는 앞의 결과와 동일하며, Down-link는 30MHz의 점유주파수 대역폭을 갖는다. 앞의 Down-link와 두 배의 차이를 나타낸다. 변조방식은 QPSK변조와 64QAM변조방식을 고려하였다.

표 7. FDD방식의 System Point(2)

	Up-Link (MHz)	Down-Link (MHz)
Point A	2.5	15
Point B	2.5	15
Point C	3.57	21.42
Point D	5.285	31.71
Point E	10	60
Point F	12.5	75

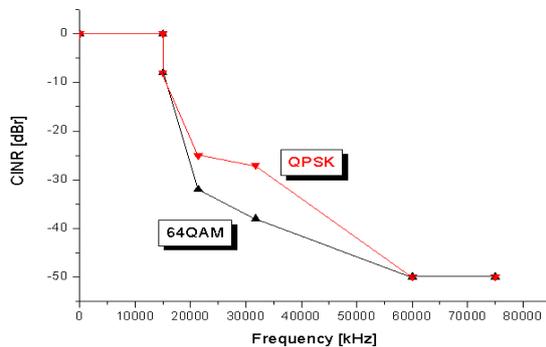


그림 22. FDD기반의 30MHz의 대역폭을 갖는 Down-link Spectrum mask

그림 22.는 64QAM변조 방식과 QPSK변조방식 일 경우의 Down-link용 스펙트럼 마스크이다. 64QAM변조에 비해 상대적으로 낮은 변조율을 갖는 QPSK변조인 경우 낮은 전력을 필요로 하며 그에 따른 인접 채널로의 불요방사도 낮으므로 스펙트럼 마스크의 굴곡이 심하지 않은 편이다.

## 3. TDD 기반의 스펙트럼 마스크(1)

앞의 FDD기반의 스펙트럼 마스크와 동일한 방법을 이용하여 스펙트럼 마스크를 선정하였다.

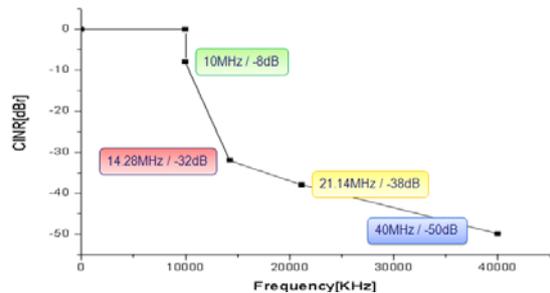


그림 23. TDD기반의 20MHz의 대역폭을 갖는 OFDM 시스템의 Spectrum mask

그림 23.은 TDD 기반의 점유주파수 대역폭이 20MHz인 경우의 스펙트럼 마스크이다. 각각의 시스템 포인트는 앞의 수식 (12)를 이용하여 계산하여 적용하였다.

## 4. TDD 기반의 스펙트럼 마스크(2)

대역폭이 20MHz에서 40MHz로 두 배 증가했으므로 스펙트럼을 구성하는 전체 포인트가 두 배 증가하였다.

TDD방식 기반의 40MHz용 점유주파수 대역폭의 스펙트럼 마스크를 16QAM 변조방식과 64QAM 변조방식일 경우를 고려하여 그림 24.에 나타내었다.

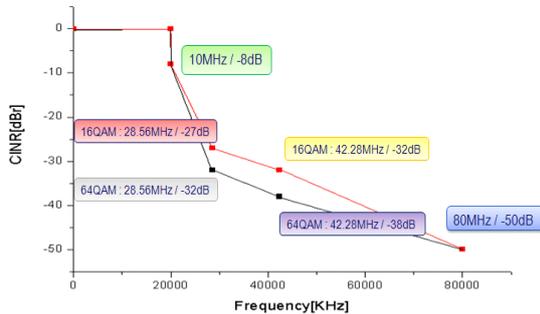


그림 24. TDD기반의 40MHz의 대역폭을 갖는 OFDM 시스템의 Spectrum mask

## VI. 결 론

본 논문에서는 4세대 이동통신용 스펙트럼 마스크를 선정하였다. 스펙트럼 마스크를 선정하기 위해 물리계층 파라미터를 설계하고, 설계된 결과를 이용하여 적정성을 판별하기 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험 결과 적정한 결과를 확인하였고, 최종 얻어진 물리계층 파라미터에 적합한 스펙트럼 마스크를 선정하였다. 실험적인 방법은 많은 변수와 다양한 환경을 고려해야 하기 때문에 수행하지 못했다. 다만, ETSI EN 301 021 V1.6.1(2003-07)의 자료를 인용하여 이론적으로 스펙트럼 마스크에 접근하였다.

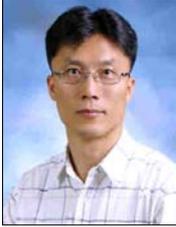
본 논문에서 설계된 물리계층 파라미터를 향후 4세대용 시스템에서 OFDM 기반의 TDD 및 FDD 방식에 적용할 경우, 4세대 시스템에서 원하는 전송속도 및 이동속도를 구현할 수 있을 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] Rec. ITU-R M.1645, "Framework and overall objectives of the future development of IMT 2000 and systems beyond IMT 2000",2003.
- [2] 조재원, 최호규, WiBro/WiMAX 진화를 위한 IEEE 802.16 표준화 동향, TTA Journal NO. 110 /IT Standard & Test.
- [3] OFDM, 변복조 기술에 관한 최종 연구 보고서, 한국 전자 통신 연구원, 2002(11).
- [4] 전기통신사업용 무선설비의 기술기준, 전파 연구소, 2005(11.04).
- [5] Working document IEEE 802.16-2004/Cor1- D2, 2005(4.4).
- [6] H. Yaghoobi, "Scalable OFDMA Physical Layer in IEEE 802.16 WirelessMAN," Intel Technology Journal, Vol.8, Issue 3, Aug. 2004.
- [7] ETSI EN 301 021 V1.6.1(2003-7).Fixed radio systems; point-to-multipoint equipment; time division multiple access(TDMA); Point-to-multipoint digital radio systems in frequency bands in the range 3GHz to 11GHz.

※ 본 논문은 2007년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비지원에 의하여 연구되었음.

저 자 소 개



김경석(정회원)

- 1989.1~1998.12 : 한국전자통신연구원 무선통신연구단 선임연구원
- 1999.1~2002.3: University of Surrey(영국) 전기전자공학과 대학원 졸업 (공학박사)

- 2002.2~2004.8 : 한국전자통신연구원 이동통신연구단 책임연구원
  - 2004.9~2005.2 : 전북대학교 생체정보공학부 전임강사
  - 2006년 3월~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 조교수
- <관심분야> 전파감시, SDR, CR, MIMO-OFDM, DSA, UWB



현영주(준회원)

- 2006년 2월 : 충북대학교 전자공학과 졸업
  - 2006년 3월~현재 : 충북대학교 전자공학과 석사과정
- <관심분야> CR, Sensing, 4G, LPDA antenna