

IEEE 802.16m WirelessMAN-Advanced 단말의 SINR 측정 방법

김 준 우*, 방 영 조*, 박 윤 옥, 김 환 우**

SINR Measurement Method for IEEE 802.16m WirelessMAN-Advanced User Equipment

Jun-Woo Kim*, Young-Jo Bang*, Youn-Ok Park°, Whan Woo Kim**

요 약

본 논문에서는 IEEE 802.16m WirelessMAN-Advanced 단말에서 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)을 측정하는 방법을 설명하고, 이를 구현 및 시험한 결과에 대해 기술하였다. IEEE 802.16m규격의 하향링크는 두 가지의 A-Preamble인 PA-preamble과 SA-preamble을 포함하는데, 이들을 이용하여 SINR을 측정하였다.

본 논문은 PA-preamble로부터 잡음전력을 구하고, SA-preamble을 이용해 신호전력과 간섭전력을 구하는 방법에 대해 설명하고 이 값들로부터 SINR값을 계산하는 과정을 설명한다. 특히 수신 신호와의 시간동기 오차로 인한 부반송파의 위상회전 영향을 해결하는 방법과 구현과정에서 고려해야하는 사항들에 대해 설명하고 전산 실험 및 하드웨어로 구현된 시험 결과에 대해 기술한다. 구현 결과물인 SINR 측정기는 ETRI가 구현한 IEEE 802.16m 시스템의 단말에 탑재되어 AMC(Adaptive Modulation and Coding) 적용 및 핸드오버의 판단 근거를 제공하며, 전산 실험과 시스템 시험에서도 우수한 측정 성능을 확인할 수 있었다.

Key Words : SINR, OFDM, IEEE 802.16m, WIMAX, WirelessMAN-Advanced

ABSTRACT

This paper presents the signal-to-interference plus noise ratio (SINR) estimation of IEEE 802.16m WirelessMAN-Advanced mobile station with simulation and implementation results. The downlink signal of IEEE 802.16m has two kinds of A-Preambles: the PA-preamble and the SA-preamble. This paper proposes the efficient method of estimating SINR with A-Preambles, by measuring noise power from PA-preamble and measuring interference power and signal power from SA-preamble. The proposed SINR measurement block contains important features such as subcarrier phase rotation elimination and simplified dB transform.

The result of this paper is integrated to ETRI's IEEE 802.16m test mobile station, used for decision of adaptive-modulation-and-coding (AMC) and hand-over. It showed good measurement performance in simulation and unified system link test also.

I. 서 론

본 논문은 IEEE(Institute of Electrical and Electronics

※ 본 연구는 방송통신위원회의 이동통신 모바일인프라 기술개발사업의 연구결과로 수행되었음(KCA-2012-971-04-012)

• 주저자 : 한국전자통신연구원 클라우드기국연구실, jwkim74@etri.re.kr, 정회원

° 교신저자 : 한국전자통신연구원 클라우드기국연구실, parkyo@etri.re.kr, 정회원

* 국전자통신연구원 클라우드기국연구실, yjbang@etri.re.kr, 정회원

** 충남대학교 전자공학과, wwkim@cnu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2012-03-141, 접수일자 : 2012년 3월 26일, 최종논문접수일자 : 2013년 1월 25일

Engineers)의 802.16m 규격 단말에서 SINR (Signal-to-Interference Plus Noise Ratio)을 계산하는 방법과, 이를 전산 실험하고 하드웨어로 구현한 결과에 대해 기술한다.

IEEE 802.16m WirelessMAN-Advanced^[1]는 IEEE 802.16e Mobile WiMax와의 호환성을 유지하면서 ITU-R(ITU Radiocommunication Sector)에 차세대 4G 이동통신 규격인 IMT-Advanced 시스템으로 제안된 IEEE의 규격으로, 고속이동시 100 Mbps, 저속이동 상황에서는 1Gbps의 데이터 전송속도를 목표로 한다. IEEE 802.16m의 하향링크로는 두 가지의 A-Preamble인 PA-preamble과 SA-Preamble이 전송되는데, 이들의 특성을 이용하면 SINR을 기존의 방법보다 쉽고 정확하게 측정하는 것이 가능하다.

측정된 SINR은 핸드오버 여부를 판단하는 근거가 되는 한편, 피드백 채널을 통해 기지국으로 전송돼 AMC (Adaptive Modulation and Coding)를 수행하는 용도로도 활용된다^[2]. AMC는 단말이 측정된 SINR값을 근거로 기지국이 해당 단말을 위한 하향링크 신호에 적합한 변조 (Modulation) 및 채널 인코딩 (Channel encoding) 방법을 선정하는 방식이다^[12].

본 논문에서는 ETRI에서 구현한 IEEE 802.16m 시스템의 단말에 포함된 SINR 측정기의 설계와 특징에 대해 기술하였다. PA-preamble(Primary Advanced Preamble)의 NULL 부반송파를 이용하여 잡음전력 (Noise Power)을 측정하고^[3] SA-preamble(Secondary Advanced Preamble)과 각 셀(Cell)의 SA-sequence와의 상호상관으로부터 신호전력(Signal Power)과 간섭전력(Interference Power)을 측정한다^[4]. 측정된 전력값들로부터 SINR값을 구하기 위한 IIR(Infinite Impulse Response) 필터링, dB변환 방법 등에 대해서도 설명하고 실제 시스템에서 측정 결과를 확인하고 활용하는 방법도 기술하였다.

본 논문의 구조는 2장에서 IEEE 802.16m의 프레임 구조를 기술하고, 3장에서는 SINR을 측정하는 방법을 구체적으로 설명한 뒤, 4장에서 구현 이슈를 다루고 5장에서 전산 실험 및 시험 결과에 대해 설명한다.

II. 시스템 개요

2.1. IEEE 802.16m의 프레임 구조

IEEE 802.16m과 종래의 IEEE 802.16e의 차이점 중 하나는 Preamble로서, IEEE 802.16e에서는 5ms마다 동일한 Preamble이 반복된 것에 반해 IEEE 802.16m에서는 그림 1에서 보인 것과 같이, 20 ms 길이의 슈퍼

프레임(Superframe) 내에 하나의 PA-preamble과 두 개의 SA-preamble이 5ms 간격으로 위치한다.

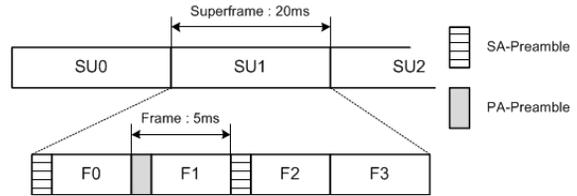


그림 1. IEEE 802.16m의 프레임 구조
Fig. 1. IEEE 802.16m Frame Structure.

IEEE 802.16m 규격이 지원하는 주파수 대역폭은 5MHz, 10MHz, 20MHz 등이 있는데, PA-preamble은 모든 대역폭의 사용자가 수신할 수 있도록 최소 대역폭인 5MHz만을 이용해 전송되는 반면, SA-preamble은 할당된 주파수 대역폭 전체를 점유한다. 그림 2는 20MHz 대역폭을 사용하는 시스템에서 PA-preamble과 SA-preamble이 차지하는 주파수 대역폭을 나타내고 있다.

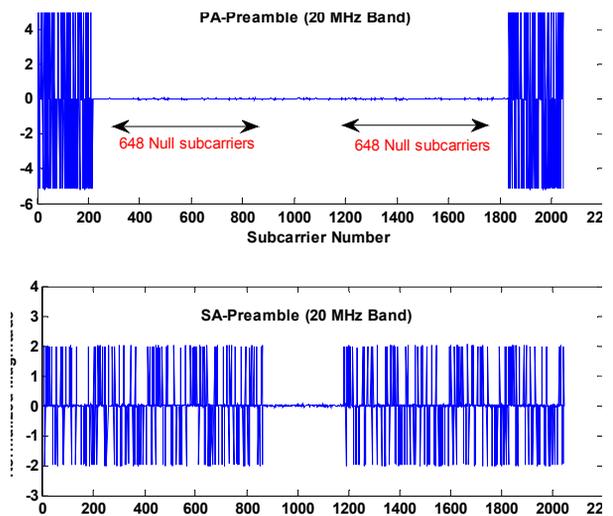


그림 2. PA-preamble과 SA-preamble의 주파수 영역 값 배치 (20MHz 대역폭).
Fig. 2. Subcarriers of PA-preamble and SA-preamble in 20 MHz bandwidth, frequency domain.

SA-preamble의 부반송파들은 기지국이 속한 세그먼트(segment)별로 사용하는 부반송파가 겹치지 않도록 구성되어 있다. 세그먼트는 0, 1, 2 중 하나의 값을 가지며 서로 인접한 셀은 간섭을 줄이기 위해 가급적 다른 세그먼트 번호를 사용한다.

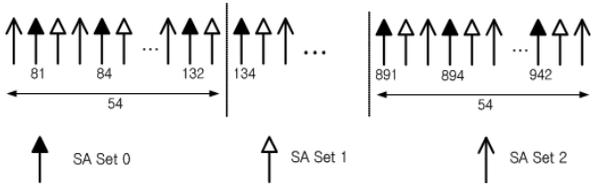


그림 3. SA-preamble의 세그먼트별 부반송파 배치.
Fig. 3. SA-preamble subcarrier disposition per segment.

SA-preamble의 부반송파들은 사용하는 대역폭과 안테나의 개수에 따라 표1에서 정해진 이득(boosting) 값을 곱해주는데, 이는 각 안테나별 출력 전력을 정규화시키기 위해서이다.

표 1. SA-preamble의 이득값.
Table 1. SA-preamble boosting gain.

ANT / BW	5MHz	10MHz	20MHz
1	1.87	1.75	1.73
2	2.51	2.33	2.43
4	4.38	3.56	3.98
8	8.67	6.25	5.13

2.2. SINR의 계산

식(1)과 (2)는 SNR과 SINR을 계산하는 방법을 나타낸다^[5].

$$SNR = 10 \times \log_{10} \left(\frac{SP}{NP} \right) \quad (dB) \quad (1)$$

$$SINR = 10 \times \log_{10} \left(\frac{SP}{NP + IP} \right) \quad (dB) \quad (2)$$

SP는 수신신호의 신호전력, NP는 잡음전력, IP는 간섭전력이다. SNR은 수신신호의 전력 대비 잡음전력의 비를 dB(데시벨) 단위로 나타낸 것이며, SINR은 여기에 인접셀 등의 간섭전력까지 고려한 지표이다.

III. IEEE 802.16m 단말의 SINR 측정 방법

본 논문에서 설명하는 SINR 측정기는 PA-preamble과 SA-preamble을 이용하여 SINR 측정을 수행한다. 데이터 영역의 파일럿 부반송파를 이용해 SINR을 측정할 수도 있으나^[11], 시스템에서 요구되는 측정결과는 최소 16 슈퍼프레임 이상의 측정치를 평균한 안정적인 값이므로, 이를 구하는 데는 preamble을 이용한 측정만으로도 충분하기 때문이다.

3.1. 잡음전력의 측정

IEEE 802.16e Mobile WiMax에서는 5ms 간격으로 동일한 Preamble이 위치하는데, 이를 이용해 신호 전력, 잡음전력, 간섭전력 모두를 측정해야 했으며, 특히 잡음전력을 측정하기 위해서는 통계적 방법을 이용하는 복잡한 계산을 필요로 했기 때문에 오랜 계산 시간이 필요했으며 정확도도 낮았다^[6-8].

그러나 IEEE 802.16m 시스템에서는 PA-preamble의 NULL 부반송파들을 이용해 잡음전력을 거의 오류없이 구할 수 있다^[3]. PA-preamble은 5MHz 대역폭만을 이용하므로, 국내에서 주로 사용하는 10 MHz나 20MHz 대역폭 단말에서는 잡음 전력을 구하기 위해 다음 식 (3)와 같이 PA-preamble의 유효 부반송파가 전송되지 않는 구간의 전력을 측정하면 된다.

$$NP = \frac{\sum_{i=N_V/2}^{N_{USED}/2-1} (|PA(i)|^2 + |PA(N_{FFT} - i)|^2)}{N_{USED} - N_V} \quad (3)$$

NP는 실제 잡음전력, PA는 PA-preamble의 주파수 영역값으로, 표1의 PA Sequence에 해당하는 값이다. N_{USED}는 Guard Band를 제외한 반송파의 개수로, 10MHz대역일 때는 864, 20MHz대역일 때는 1728이다. N_{FFT}는 FFT(Fast Fourier Transform)의 크기로 10MHz대역일 때는 1024, 20MHz 대역일 때는 2048이며, N_V는 PA-preamble의 유효한 부반송파 개수인 216이다.

3.2. 신호전력과 간섭전력의 측정

신호전력은 수신한 SA-preamble 부반송파와 해당 셀의 SA-preamble값의 상호상관으로 구해진다. 이 때 시간동기 오차 d로 인해 FFT 결과인 \hat{F}_k 는 (4)와 같이 부반송파 인덱스 k에 비례하는 위상회전이 적용되어 정확한 상호상관을 수행할 수 없다. 여기서 S는 수신 신호의 세기이다.

$$\hat{F}_k = S \times FFT(f_{n+d}) = S \times F_k e^{-j \frac{2\pi dk}{N}} \quad (4)$$

정밀한 시간동기 오차 계산 과정을 통해 이를 보상할 수도 있으나^[9], 본 구현에서는 상호상관 결과에 간단한 계산을 수행해 시간동기 오차에 의한 위상회전 인자가 부반송파 인덱스와 무관한 상수가 되도록 하여 소거하였다. 이는 식(7)과 같이 거리 L만큼 인접한 두 부반송파의 상호상관값인 (5)와 (6)을 다시

상호상관함으로써 얻어질 수 있다. IEEE 802.16m에서 L값은 그림 3에서 보인 것과 같이 1~4의 값을 가진다.

$$\text{corr1}(k) = F_k \times \widehat{F_k^*} = S \times e^{j \frac{2\pi dk}{N}} \quad (5)$$

$$\text{corr2}(k) = F_{k+L} \times \widehat{F_{k+L}^*} = S \times e^{j \frac{2\pi d(k+L)}{N}} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{corr} &= \sum_{k=1}^N [\text{corr1}(k) \times \text{corr2}^*(k)] \\ &= |S|^2 \sum_{k=1}^N e^{j \frac{2\pi dL}{N}} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 구해진 상호상관값은 이득값에 의해 증폭된 신호전력에 잡음전력이 더해진 값이므로 신호전력 SP는 식(8)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \sum_{i \in \text{SA}_{N\text{Set}}} |\text{corr}| &= N_S \times (B_{SA}^2 \times SP + NP) \\ \therefore SP &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{i \in \text{SA}_{N\text{Set}}} |\text{corr}| - NP}{B_{SA}^2} \end{aligned} \quad (8)$$

신호전력은 구해진 상관값의 평균에서 잡음 전력 NP를 빼고 SA-preamble의 이득값인 B_{SA}의 제곱으로 나눠주면 된다. N_S는 SA-preamble의 세그먼트별 부반송파 개수인 576이다.

이러한 신호전력 측정 방법을 하드웨어에서 그림 4와 같은 구조로 구현하였다.

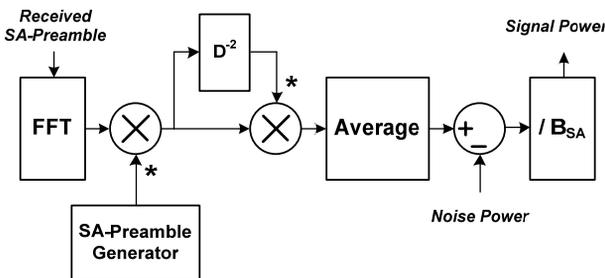


그림 4. 신호전력 측정기의 구조
Fig. 4. Signal power measurement method.

간접전력은 전체 수신 전력 TP에서 이득값이 적용된 신호전력과 잡음전력을 뺀 값이므로 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} TP &= B_{SA}^2 \times (SP + IP) + NP \\ \therefore IP &= \frac{TP - (B_{SA}^2 \times SP + NP)}{B_{SA}^2} \end{aligned} \quad (9)$$

이렇게 구해진 신호전력, 간접전력, 잡음전력을 식(2)에 대입하여 SINR값을 구할 수 있다.

3.3. IIR 필터

본 논문에서 제안한 방법에서는 잡음 전력을 PA-preamble을 이용해 측정하고 신호전력과 간접전력은 SA-preamble으로 측정한다. 이렇게 서로 다른 두 지점에서 측정한 여러 값들로 SINR을 계산하는 방법은 AWGN 환경에서는 문제가 없지만 Fading 환경에서는 두 A-Preamble에 적용되는 채널 상태가 달라 부정확한 측정을 야기할 수 있다.

따라서 측정된 잡음전력, 신호전력, 간접전력의 값들은 IIR 필터를 통해 충분한 시간동안 평균을 취한 뒤, 그 결과값으로 SINR을 계산한다. 전산 실험 결과 IIR필터가 없는 경우에는 통상 7 dB정도의 측정오차가 발생하지만 16 탭 (슈퍼프레임) 이상의 IIR필터가 있으면 페이딩 환경에서도 측정 오차가 거의 발생하지 않았다. IIR 필터 Tap의 크기는 16인 경우와 그 이상인 경우에도 전산 실험 결과에 거의 차이가 없음을 확인할 수 있었다.

IV. 하드웨어의 구현

4.1. 핸드오버 및 AMC를 위한 인터페이스

IEEE 802.16m 단말은 서비스받는 셀 외에도 인접한 기지국들이 전송하는 신호의 SINR을 비교하여 핸드오버 여부를 결정하게 된다. 이를 위하여 본 SINR 측정기는 서비스받는 셀과 인접셀 6개의 정보를 받아 이들의 신호에 대한 SINR 측정을 순차적으로 수행한다.

측정된 SINR값은 또한 4비트의 CQI(Channel Quality Indicator)로 매핑되어 상향링크 피드백 채널(UL-FBCH)을 통해 기지국에 전해진다^[1].

4.2. dB 변환

측정된 SINR값은 dB로 변환되고, 이 중 정수 부분만을 사용한다. 식 (2)의 SINR 계산식은 신호전력을 잡음전력과 간접전력의 합으로 나눠준 뒤, log 연산을 수행하도록 되어있다. 이 식을 복잡한 나눗셈기를 사용하지 않고 구현하기 위해 식 (2)을 다음과 같이 수정하였다.

$$SINR = 10 \times (\log_{10}(SP) - \log_{10}(NP + IP)) [dB] \quad (10)$$

Log 변환은 Look-up 테이블이나 CORDIC 등의 방법으로 구현될 수 있는데, 본 설계에서는 10비트 입력 크기와 6비트 출력 크기를 갖는 작은 Look-up 테이블을 사용하였다. 신호전력, 간섭전력, 잡음전력의 Log 변환은 동일한 테이블을 공유하여 수행한다.

변환 과정에서 Log 테이블의 입력값이 지나치게 크거나 작으면 큰 크기의 테이블이 필요하고 계산결과도 부정확할 수 있다. 예를 들어 SINR이 35dB라면 테이블의 항목은 최소한 $10^{3.5}$ 인 3162가 되어야 하며, 그럼에도 불구하고 잡음전력에 할당된 비트가 부족하여 오류가 발생할 수 있다.

이 문제를 식 (10)의 신호전력, 간섭전력, 잡음전력에 적당한 수인 G1과 G2를 곱해 Log 변환 테이블 항목의 중간 정도의 값을 가지도록 하여 해결하였다. 이렇게 변화된 수식을 식(11)에서 보였다.

$$SINR = 10 \times \left(\log_{10} \left(\frac{G2}{G1} \right) + \log_{10}(G1 \times SP) \right) - \log_{10}(G2 \times (NP + IP)) [dB] \quad (11)$$

G1과 G2는 적당한 2의 승수를 택하는데, 그 이유는 $G2 \div G1$ 계산을 간단한 쉬프트 연산으로 수행하기 위함이다. 세 번의 \log_{10} 변환은 하나의 look-up 테이블을 순차적으로 참조하도록 구현되었다. 구현 결과 신호전력과 잡음 및 간섭전력의 차이가 아주 큰 상황에서 각 전력값의 log 변환에 충분한 bit을 할당할 수 있어 오류를 줄일 수 있음을 확인할 수 있었다.

4.3. 구현 결과

지금까지 설명한 계산방법을 이용하여 구현된 SINR 측정기의 구조를 그림5에서 보였다. Cyclic prefix를 제거하고 FFT를 수행한 뒤, SA-preamble로부터 신호전력과 간섭전력을 구하고 PA-preamble로부터 잡음전력을 구한 뒤, 각각의 IIR을 취하고 나서 dB변환을 해 SINR을 구하는 과정을 나타내었다.

최종적으로 SINR 측정기는 단말 모듈 복조기의 다른 모듈들과 함께 5300만 게이트급 Altera Stratix 4 FPGA에 VHDL로 구현되었으며, 하드웨어 점유율은 1% 가량이였다.

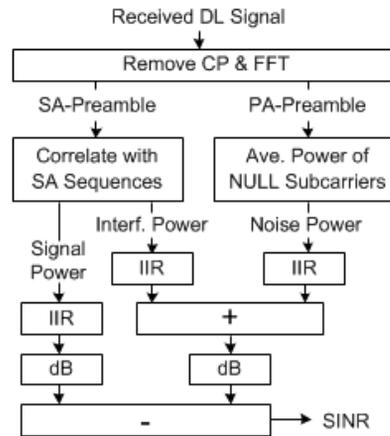


그림 5. SINR 측정기의 구조
Fig. 5. SINR measurement architecture.

V. 전산 실험 및 시험 결과

5.1. 전산 실험 결과

본 논문에서 제안한 방법의 성능을 검증하기 위한 시뮬레이터를 Matlab/Simulink로 구현하였다. 전산 실험 결과는 인가한 SNR 및 인접셀 간섭전력으로부터 계산된 이론적인 SINR값과 측정된 SINR값의 차이를 도시하였다.

표 2. 시험 및 전산 실험에 사용된 Parameter
Table 2. Used parameters in simulation and test.

Parameter	Value
System bandwidth	20 MHz
FFT size	2048
Channel model	AWGN, Vehicular-B
DL:UL ratio	35:12 (Symbols)
Used subcarriers	216 (PA Preamble) 1728 (SA Preamble)
Subcarrier space	10.94 kHz
Number of interfering BS	0 or 1 (50% Interfercing Power)

IIR필터의 탭 크기는 16이며, 사용된 채널은 AWGN, Ped-A 3 km/h, Veh-A 60 km/h (Doppler frequency = 128 Hz)이다¹⁰⁾. 간섭 환경으로는 인접셀의 간섭이 없는 경우, 부반송파가 겹치지 않는 간섭이 있는 경우, 부반송파가 겹치는 간섭이 있는 경우를 시험하였고, 간섭이 있는 경우에는 간섭전력이 강한 경우(100% 간섭전력)와 약한 경우(25% 간섭전력)를 각각 확인하였다.

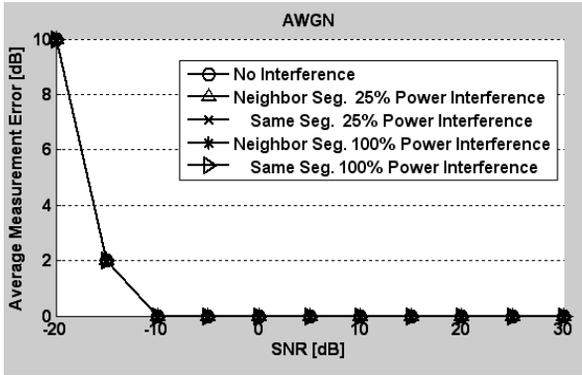


그림 6. AWGN 채널 전산 실험 결과.
Fig. 6. AWGN channel simulation results.

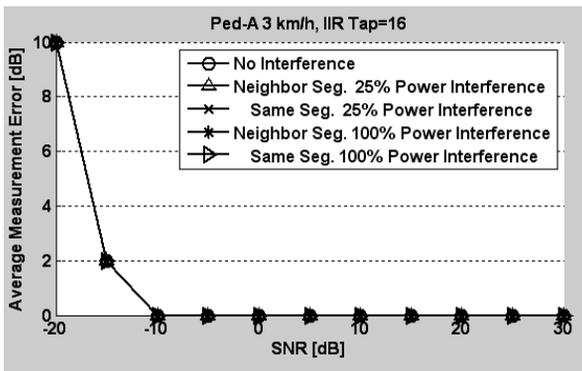


그림 7. Ped-A 3km/h 채널 전산 실험 결과.
Fig. 7. Ped-A 3km/h channel simulation results.

그림 6은 AWGN 채널에서, 그림 7은 Ped-A 3 km/h 채널에서 전산 실험을 수행한 결과이다. 인접셀의 간섭 유무와는 상관없이 -10 dB 이상의 SNR 환경에서 정확한 측정이 수행되며, 도보로 걷는 속도 정도의 채널에서는 거의 성능 열차가 없음을 알 수 있다.

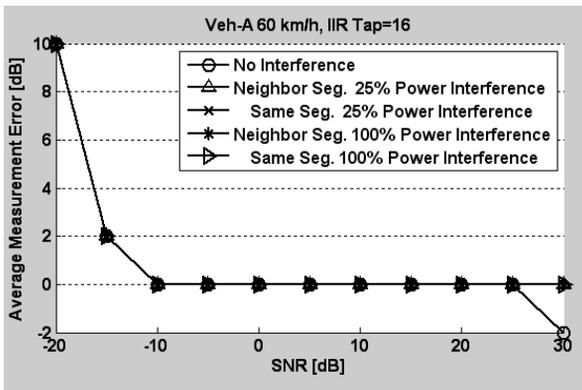


그림 8. Veh-A 60 km/h 채널 전산 실험 결과.
Fig. 8. Veh-A 60 km/h channel simulation results.

그림 8은 Veh-A 60 km/h 채널에서의 전산 실험 결

과인데, 인접셀의 간섭이 없고 SNR이 높은 환경에서는 오차가 발생함을 알 수 있다. 고속으로 이동하는 단말에서는 도플러의 영향으로 수신 SNR이 낮아지게 되는데, 인접셀의 간섭이 있는 경우에는 도플러에 비해 간섭전력이 높아 측정에 별 영향을 주지 못하지만 인접셀의 간섭이 없는 경우에는 도플러의 영향으로 수신 SNR이 감소하게 되어 측정된 SNR값이 낮게 나오기 때문이다.

5.2. 시스템 시험 결과

구현된 SINR 측정기를 탑재한 단말 시스템은 ETRI(한국전자통신연구원)가 구현한 IEEE 802.16m 기지국을 이용하여 테스트되었다. SINR 측정기의 측정 결과는 레지스터를 통해 제어 노트북에 도시되며, 모뎀 검증 장치(MAT: Modem Analysis Tool)에서 측정된 Error Vector Magnitude (EVM)값과의 비교를 통해 검증되었다.



그림 9. SINR 측정기의 시험 모습.
Fig. 9. SINR measurement test environment.

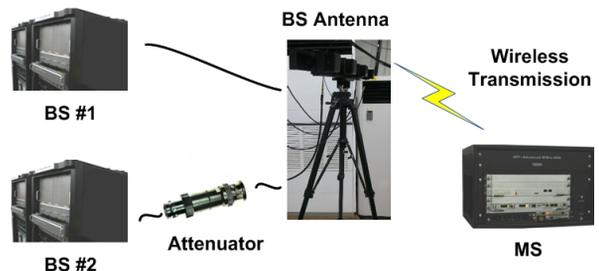


그림 10. 핸드오버 시험 환경.
Fig. 10. Hand-over test method.

SINR 측정 결과는 Block Error Rate (BLER) 측정 결과와 함께 AMC (Adaptive Modulation and Coding) 수행을 위한 자료로 활용되는 한편 그림 10에서 보인 핸드오버 시험에도 사용되었다.

핸드오버 시험은 두 기지국의 출력 신호 세기를

감쇠기로 조절하여 핸드오버 조건이 형성되었을 때 단말이 핸드오버 절차를 진행하는 것을 측정된 SINR값과 함께 확인하는 방법으로 진행되었으며, 정해진 조건에 따라 성공적으로 핸드오버를 수행하는 것을 확인할 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 4G 이동통신 규격인 IEEE 802.16m 시스템에서 PA-preamble과 SA-preamble을 이용하여 SINR을 측정하는 방법에 대해 설명하고 전산 실험 결과 및 하드웨어의 시험결과를 제시하였다.

본 논문에서 보인 SINR측정기는 PA-preamble의 NULL 부반송파를 이용한 정확한 잡음전력 측정, SA-preamble의 2중 상호상관을 통해 시간동기 오차로 인한 위상회전의 영향 상쇄, dB변환 과정에서의 하드웨어 절감 등을 그 특징으로 하며 전산 실험 및 시스템 시험에서 우수한 측정 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

최종 결과물은 ETRI가 개발한 IEEE 802.16m 단말에 탑재되어 전체 시스템 연동시험에서 핸드오버 및 복조성능 지표 확인 용도로 사용되었다.

참 고 문 헌

[1] IEEE P802.16m/D12 Part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems, Apr. 2011.

[2] E. Kwon, H. Park, and J. Lee, "Markov CAC model in wireless mobile networks using AMC", *J. KICS*, vol. 31, no. 4B, pp. 270-277, Apr. 2006.

[3] J. Kim, Y. Park, and W. Kim, "A design of SINR measurement unit for IEEE 802.16m," *J. KICS*, vol. 35, no. 12, pp. 1097-1104, Dec. 2010.

[4] J. Kim, Y. Bang, Y. Park, and W. Kim, "A research of signal power and interference power measurement in IMT-Advanced WiMAX mobile station," in *Proc. winter Conf.*, pp. 142-143, Feb. 2012.

[5] G. Song, K. Stewart, R. Love, X. Zhung, and Y. Sun, "Asymptotic performance of broadcast services in IEEE 802.16e with CSTD," in *Proc. VTC-2006 Fall*. pp. 1-5,

Sept. 2006.

[6] H. S. Park, S. S., P. Spasojevic, and Y. O. Park, "Noise power and SNR estimation based on the preamble in tri-sector OFDM systems," in *Proc. 73rd VTC Spring 2011*, pp. 1-5, May 2011.

[7] S. Boumard, "Novel noise variance and SNR estimation algorithm for wireless MIMO OFDM systems", in *Proc. GLOBECOM*, pp. 1330- 1334. Dec. 2003.

[8] G. Ren, Y. Chang, and H. Zhang, "SNR estimation algorithm based on the preamble for wireless OFDM systems", in *Proc. Sci. in China Series F: Inform. Sci.*, vol. 51, no. 7, pp. 965-974, Jul. 2008.

[9] P. Cheng, Z. Zhang, X. Zhou, J. Li, and P. Qiu, "A study on cell search algorithms for IEEE 802.16e OFDMA systems," in *Proc. IEEE Wirel. Commun. and Netw. Conf.*, pp. 1848-1853, Mar. 2007.

[10] ITU-R Rec. M.1225, "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000."

[11] Y. Hara, A. M. Mourad, and K. Oshima, "Pilot-based channel quality reporting for OFDMA/TDD systems with cochannel interference," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E90-B, no. 9, pp. 2532-2540, Sep. 2007.

[12] Richard van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless MultiMedia Communications*, Artech House, 2000.

김 준 우 (Jun-Woo Kim)



1996년 2월 경북대학교 전자공학과 학사
 1998년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
 2013년 2월 충남대학교 전자공학과 박사
 1998년 1월~2001년 9월 데이

콤 종합연구소 연구원
 2001년 10월~현재 한국전자통신연구원 연구원
 <관심분야> 디지털 신호처리, 디지털 통신

방 영 조 (Young-Jo Bang)



1989년 2월 연세대학교 전기공
학과 졸업 공학사

1991년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 졸업 공학
석사

1997년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 졸업 공학

박사

1997년 3월~현재 한국전자통신연구원 책임연구원
<관심분야> MIMO 모델 기술, 이동통신 신호처리

박 윤 옥 (Youn-Ok Park)



1986년 2월 한양대학교 전자공
학과 학사

1997년 2월 충남대학교 컴퓨터
공학과 석사

2011년 2월 충남대학교 정보통
신공학과 박사

1985년 12월~1987년 1월 삼
성전자 종합연구소 연구원

1987년 2월~현재 한국전자통신연구원 팀장(책임연구원)
<관심분야> 디지털 통신, CDMA, OFDMA, MIMO

김 환 우 (Whan Woo Kim)



1977년 2월 서울대학교 전자공
학과 학사

1979년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 석사

1988년 6월 University Of Utah
전자공학과 박사

1980년 6월~현재 충남대학교
전자공학과 교수

<관심분야> 디지털 신호처리, 초고속 디지털 통신