

적응형 위성 전송 시스템을 위한 신호 대 잡음비 추정 회로 구현

정희원 이재웅*, 김수성**, 박은우***, 임채용****, 여성문*****,
종신회원 김수영*****

Hardware Design of SNR Estimator for Adaptive Satellite Transmission System

Jaegung Lee*, Sooseong Kim**, Eunwoo Park***, Chaeyong Im****,
Sungmoon Yeo***** *Regular Members*, Sooyoung Kim***** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 M-ary 변조 방식을 사용하는 적응형 전송 시스템에서 효율적으로 사용할 수 있는 신호 대 잡음비 추정 알고리즘 및 하드웨어 구현 결과를 소개한다. 본 논문에서는 제안된 방식을 차세대 위성방송 규격인 DVB-S2 시스템에서 효과적으로 동작할 수 있도록 설계된 결과를 소개하며, 본 논문에서 제안된 방식은 향후 적응형 전송 방식을 사용하는 다른 디지털 통신 시스템에서도 용이하게 적용이 가능하다. 제안된 알고리즘은 수신 신호의 분포에 대한 이론적 배경을 바탕으로 설계된 룩업테이블을 이용하여, 하드웨어 구현시 두 개의 비교기와 카운터를 이용하여 신호 대 잡음비 추정이 가능하다. 따라서, 제안된 알고리즘에 의해 고안된 하드웨어는 복잡도가 현저히 낮으면서도 높은 정확도를 가진다. 본 논문에서 살펴본 시뮬레이션 결과에 따르면 제안된 추정기는 DVB-S2 시스템에서 규정된 신호대 잡음비 추정 범위 내에서 약 1 dB의 추정오류를 만족하기 위하여 수 백 개의 샘플만을 필요로 한다.

Key Words : DVB-S2, Signal to noise ratio estimation, Adaptive transmission, M-ary modulation.

ABSTRACT

This paper proposes an efficient signal to noise ratio (SNR) estimation algorithm and its hardware implementation for adaptive transmission system using M-ary modulation scheme. In this paper, we present the implementation results of the proposed algorithm for the second generation digital video broadcasting via satellite (DVB-S2) system, and the proposed algorithm can be tailored to the other communication systems using adaptive transmissions. We built a look-up table (LUT) using the theoretical background of the received signal distribution, and by using this LUT we need just two comparators and a counter for the hardware implementation. For this reason, the hardware of the proposed scheme produces accurate estimation results even with extremely low complexity. The simulation results investigated in this paper reveal that the proposed method can produce estimation results within the specified SNR range in the DVB-S2 system, and it requires a few hundreds of samples for average estimation error of about 1 dB.

* 하이닉스반도체, ** 광전자 주식회사 FAB기술부, *** 삼성전자 반도체총괄, **** GM대우 자동차
***** 전북대학교 전자정보공학부 디지털통신시스템 연구실 (sookim@chonbuk.ac.kr)
논문번호 : KICS2007-08-343, 접수일자 : 2007년 8월 8일, 최종논문접수일자 : 2008년 1월 8일

I. 서론

채널의 상태가 시간에 따라 수시로 변하는 전송 환경에서 수신된 신호에 대한 잡음비(signal to noise ratio ; SNR)를 추정하여, 보다 효율적으로 신호를 전송하는 것은 현대 통신 시스템에서 무엇보다 중요한 기술이다.

제 4세대 무선통신 시스템은 주로 멀티미디어 서비스에 기본을 두고, 광대역 통신과 함께 높은 이동성을 지원할 수 있어야 한다. 제한된 주파수 대역을 이용하여 고효율의 데이터 전송을 얻고자 하는 노력은, M-ary APSK (amplitude phase shift keying ; APSK) 변조 방식이나 QAM (quadrature amplitude modulation ; QAM) 방식과 같은 고차원 변조 방식의 진보를 가져왔다.

주파수 특성과 전력 효율 사이의 상반된 관계로 인해, 높은 주파수 효율을 얻기 위해서는 전력의 효율이 낮아질 수 밖에 없다. 특히 이동통신 채널에서는 채널의 상태가 계속 바뀌게 된다. 이렇게 급격히 변화되는 통신환경에서 주파수 효율과 전력의 균형을 유지하여 최적의 전송 효율을 얻을 수 있는 적응형 전송 방식은 사용자에게는 고품질의 서비스를 끊임없이 제공하고, 통신시스템의 용량을 증가시키는 가장 효과적인 방법 중 하나이다.

그러나 이러한 적응형 전송은 정확한 채널 상태의 파악과 적절한 전송 제원 할당을 포함하는 제어 시스템이 구축 되어야만 가능할 것이다. 특히, 채널 상태 파악을 위한 SNR 추정 알고리즘은 시간에 따라 변화하는 통신 채널의 특성상 간결하고 정확해야 한다.

위성방송 서비스의 차세대 표준인 DVB-S2에서는 적응형 전송 기법중의 하나로, 적응형 변복조 및 부호화 방식(adaptive modulation and coding ; AMC)을 사용한다^[1]. AMC란 변조 및 부호화 방식을 시간에 따라 바뀌는 채널의 상태에 가장 적합한 방식을 적응적으로 할당함으로써, 시스템의 효율을 높이는 방식으로 다양한 차세대 통신 시스템에서 정의하고 있는 기술이다. AMC를 사용하기 위해서는 앞서 언급한 바와 같이 무엇보다도 정확한 SNR 추정이 선행되어야 한다.

BPSK(binary phase shift keying)와 같이 간단한 변조신호와 M-ary APSK 또는 QAM 같은 변조 신호를 비교하면, 고차원으로 갈수록 SNR의 추정은 점점 더 어려워진다. 그러므로 BPSK 신호에 대하여 효율적으로 적용할 수 있었던 SNR 추정 알고리

즘이라 하더라도 고차원 변조 신호에 대해서는 그대로 사용하기 어려운 점이 많다.

이제까지 M-ary 변조방식에 대하여 SNR을 추정하는 여러 기술들이 제안되어 왔는데, 많은 기술들은 복잡하고 상당히 많은 수의 샘플을 필요로 한다. 한 예로, Xu가 제안한 QAM 신호에 대한 SNR 추정 알고리즘은 1 dB 이하의 추정 오차를 위해 5000개의 심볼을 사용했다^[2]. 또한, 참고문헌 [3]의 저자는 CDMA 방식의 이동통신 시스템에서의 SNR 추정 알고리즘을 제안했지만, 고차원의 변조방식에서는 적용하기가 어렵고 SNR 값이 적은 (<5 dB) 범위에서의 추정오차가 너무 높아 이러한 범위에서는 사용할 수 없다는 단점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 비교적 적은 수의 샘플을 가지고도 고차원 변조 방식에 대한 SNR을 효과적으로 추정할 수 있는 알고리즘과 이를 하드웨어로 구현한 결과를 제시한다. 특히, DVB-S2 시스템에서 AMC 모드를 지원하기 위하여 사용되는 M-ary APSK 변조방식에 본 알고리즘을 적용한 결과를 제시하고, 이를 효율적인 하드웨어로 구현한 결과를 제시한다.

본 논문에서 제안하는 SNR 추정 방식은 수신된 신호의 분포를 이용하여 SNR을 추정하는 방식인데, 본 서론에 이어 II장에서 이러한 수신된 신호 분포를 이용하여 SNR을 추정하는 기법의 기본 개념과 기존의 알고리즘에 대해 기술한다. 이러한 알고리즘들의 단점을 극복하고 하드웨어적으로 구현을 간단히 하기 위하여 본 논문에서 제안된 알고리즘은 III장에서 기술할 것이다. IV장에서는, 제안된 알고리즘을 DVB-S2 시스템에 적용하여 성능 시뮬레이션 한 결과를 제시한다. 이러한 성능 시뮬레이션 결과를 바탕으로 V장에서는, 제안된 알고리즘을 효과적으로 하드웨어로 구현할 수 있는 방안과 그 결과를 제시한다. 마지막으로 VI에서는 결론을 맺기로 한다.

II. 수신 신호 분포를 이용한 SNR 추정

2.1 기본 개념

본 절에서는 수신된 신호의 분포를 이용하여 SNR을 추정하는 방식에 대한 기본 개념을 설명한다. 그림 1은 8-PSK 변조 방식의 정상도와 가우시안 채널을 통하여 수신된 임의의 신호에 대한 분포를 정상도에 나타낸 예를 보여 준다. 이러한 수신 신호들의 분포는 채널의 상태, 즉 수신 신호에 대한 SNR 값에 따라 그 모양이 달라지게 될 것이다.

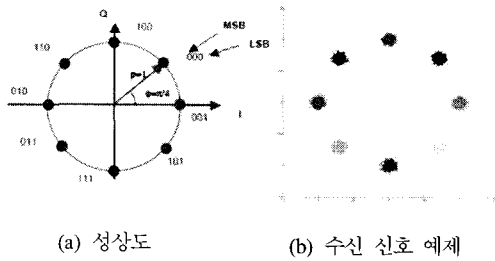


그림 1. 8-PSK 변조방식 성상도
Fig. 1 Signal constellation of 8-PSK modulation scheme

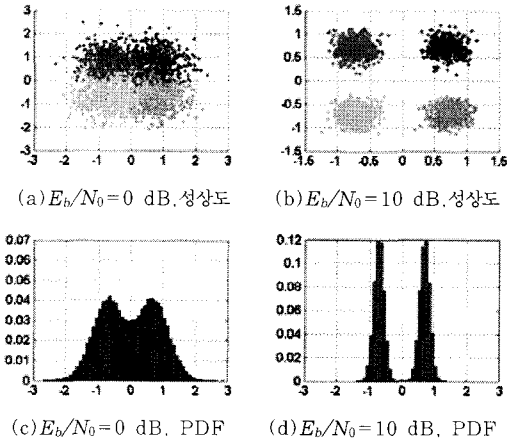


그림 2. QPSK 변조 신호의 SNR에 따른 PDF
Fig. 2 PDF of QPSK modulated signal by SNR

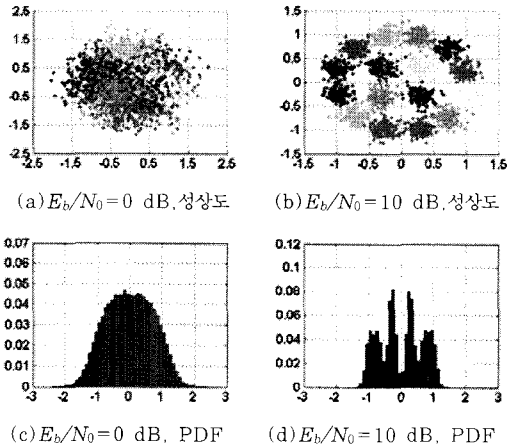


그림 3. 16-APSK 변조 신호의 SNR에 따른 PDF
Fig. 3 PDF of 16-APSK modulated signal by SNR

이러한 현상은 그림 2와 3에 각각 나타나 있는 DVB-S2 시스템에서 사용되는 QPSK와 16-APSK 변조 방식에 대하여 서로 다른 SNR에서의 수신 신

호 분포를 살펴보면 쉽게 이해할 수 있다. 즉, 그림 2는 QPSK 변조 방식에 대하여 나타낸 것인데, (a)와 (b)는 비트 에너지 대 잡음 스펙트럼 밀도 비(bit energy to noise spectral density ratio ; E_b/N_0)로 표현된 SNR이 각각 0 dB와 10 dB일 경우 성상도에서 살펴본 수신 신호의 분포를 나타낸 것이고, (c)와 (d)는 I 채널 및 Q 채널에서의 수신 신호 크기에 대한 분포를 확률 밀도 함수(probability density function ; PDF)로 나타낸 것이다. 또한, 그림 3은 16-APSK에 대하여 그림 2와 같은 방식으로 나타낸 것이다.

그림 2와 그림 3을 살펴보면 수신 SNR에 따라 수신 신호에 대한 PDF는 서로 다른 모양을 나타낸다는 것을 쉽게 알 수 있다. 이처럼 SNR에 따라 각각 달라지는 PDF의 모양과 SNR을 일대일 대응시킬 수 있다면, 수신단에서 PDF를 조사하여 SNR을 추정할 수 있을 것이다. 본 연구의 선행 연구에서는 이러한 개념을 이용한 알고리즘을 적용하여 고차원 PSK 및 QAM 변조 방식에 대한 SNR을 추정하는 방식을 제안하여 왔으며^{4,9}, 본 논문에서는 이러한 개념에 기본 바탕을 둔 보다 효율적이면서도 하드웨어적으로는 더 간단한 방식을 제안한다. 이에 따라 본 장에서는 기존의 알고리즘을 아래 2.2절에서 간단히 언급하고, 다음 III장에서는 본 논문에서 제안하고자 하는 알고리즘을 상세히 설명하고자 한다.

2.2 기존의 알고리즘

수신 신호에 대한 분포를 SNR에 일대일 대응시키도록 하는 시도는 참고문헌 [4]에 처음 소개되었다. 이 알고리즘에서는 수신 신호의 분포를 SNR에 일대일 대응하기 위하여 먼저 I 채널 및 Q 채널에서 수신된 신호의 크기에 대한 PDF를 양자화된 레벨을 이용하여 조사하고, 다음으로 양자화된 각각의 레벨에 적절한 무게인자(weighting factor)를 곱해주어 다음 식 (1)과 같은 L_c 값을 구하였다.

$$L_c = \sum_{i=1}^N c_i w_i \tag{1}$$

여기서 N 은 수신 신호의 PDF를 조사하기 위한 히스토그램의 레벨의 개수이고, c_i 는 i 번 째 레벨에 위치한 심볼의 개수를 의미하며, w_i 는 i 번 째 레벨에 곱해질 무게인자를 의미한다. 위 식 (1)의 L_c 값은 BPSK나 QPSK와 같은 간단한 변조 방식에 대해서는 SNR에 따라 거의 단조 감소하는 특성을 보임으로써, SNR 추정에 적절하게 사용될 수 있는 것으로 보였다. 참고문헌 [5]에서는 이러한 기본 아이디어를 이용

하여 위성 시스템에서의 강우 감쇠 보상을 위한 적응형 전송 방식에서 SNR 추정을 위하여 이 알고리즘을 적용한 바 있다. 즉, 그림 4는 QPSK 변조 방식에 대한 L_c 값 대 SNR 특성 곡선을 보여주고 있는데, 이에 대한 룩업테이블(look-up-table; LUT)이나 다항식함수를 만들고 수신단에서 수신 신호의 분포를 이용하여 L_c 의 값을 구하면 이에 해당하는 SNR 값을 얻을 수 있는 방식이었다.

그러나, 이 방식을 고차원의 변조 방식에 적용하기에는 여러 가지 문제점이 있었는데, 그 첫 번째가 고차원 변조 방식에 대하여 위의 방식을 그대로 적용할 경우 단조 감소 특성을 얻을 수 없다는 것이었다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 수신된 신호의 특정 범위만을 사용하여 식 (1)을 적용하면 고차원 변조 방식에 대해서도 단조 감소 또는 증가되는 특성을 얻을 수 있었다⁶⁾. 또한 고차원 QAM 변조 방식에 대해서는 QAM 변조 신호의 대칭성을 이용하여 보다 효과적인 방식을 제안한 바 있다⁷⁾.

L_c 값 대 SNR 특성에 대한 요구 조건 중 가장 중요한 것은 위에서 언급한 단조 증가 또는 단조 감소 특성이지만, 이 외에도 전 SNR 추정 범위 내에서 추정 오차를 균등하게 얻기 위해서는 선형적인 특성이 추가로 필요하다. 그러나, 위에서 제안된 여러 가지 방법으로 구한 L_c 값 대 SNR 특성 대부분은 고차원 변조 방식일 경우 선형적이지 못하기 때문에 특정 범위에서 추정 오차가 매우 높아지는 경향이 있었다. 예를 들어 그림 5는 DVB-S2 시스템에 정의되어 있는 32-APSK 변조 방식에 대하여 참고문헌 [6]에서와 같이 특정 범위 수신 신호에 대하여 식 (1)을 이용하여 만든 특성곡선이다. 그림에 나타난 바와 같이 그래프는 단조 감소 특성을 보이고 있지만 SNR이 높은 곳에서는 상응하는 L_c 값의 간격이 작기 때문에 추정 오류가 커질 것이라는 것을 쉽게 예상할 수 있다.

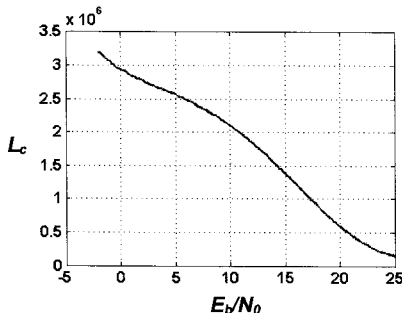


그림 4. QPSK 방식에 대한 L_c 특성 곡선
Fig. 4 Characteristic curve of L_c for QPSK modulation scheme

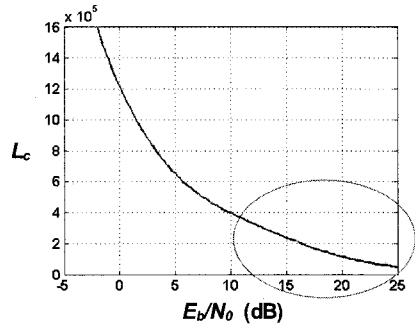


그림 5. 32-APSK 방식에 대한 L_c 특성곡선
Fig. 5 Characteristic curve of L_c for 32-APSK modulation scheme

III. 제안 알고리즘

앞서 언급한 바와 같이 기존에 제안된 알고리즘의 문제점을 해결하기 위하여 고안된 본 알고리즘은 전 SNR 범위 내에서 거의 선형적인 특성을 얻기 위하여 수신 신호 분포에 대한 이론적인 개념을 적용하였다. 그 결과 구현 측면에서도 기존의 알고리즘 보다 훨씬 간단한 구조를 가져왔다.

이와 같은 제안 알고리즘의 원리를 알아보기 위하여 이와 관련된 이론적인 배경을 먼저 살펴보기로 한다. 본 논문에서는 SNR을 추정하는 기간, 즉 최대 수천 심볼 이내에서는 채널의 이득이 변하지 않는다고 가정한다. 이러한 수신 신호가 수신단에서 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise ; AWGN)과 더해지게 되면 수신된 I 채널과 Q 채널에서의 관찰 기간 동안 신호의 크기에 대한 PDF는 가우시안 분포를 따를 것이다. 그러나, 다차원 변조 방식의 경우에는 송신 신호의 크기가 여러 가지 값을 가지므로 그림 3에서 볼 수 있는 것처럼 차원이 커질수록 인접 심볼 간의 간격이 좁아지게 되고, 이로 인해 인접 신호 간의 분포가 서로 겹쳐지게 된다.

기존의 방법 [4]에서는 I 채널 및 Q 채널에서 수신된 신호 값 y 의 크기를 $(N-1)$ 레벨로 나누어 식 (1)의 값을 구하는 방식이었다. 그러나, [4]의 방법을 고차원 변조 방식에 그대로 적용할 경우 나타나는 문제점 때문에, 참고문헌 [6][7]에서는 I 채널 및 Q 채널 송신 신호 중 최대값을 T 라고 하고 y 값이 T 보다 큰 범위 내에서만 분포를 조사하는 방법을 사용한다. 그 이유는 T 보다 큰 범위에서는 인접 신호들과의 분포가 겹쳐지는 부분이 거의 없기 때문에 그림 3에서 확인할 수 있듯이 가우시안 분포의 꼬리 부분과 거의 유사한 성향을 나타내기 때문이다.

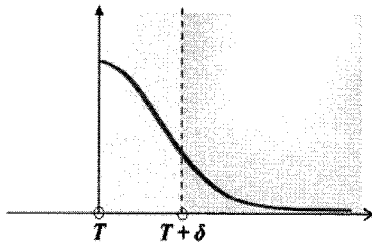


그림 6. 임의의 M-ary 변조 수신 신호의 PDF의 일부
Fig. 6 A part of PDF for the M-ary received signal

그림 6은 임의의 수신 신호에 대하여 T 보다 큰 범위에서의 PDF를 나타낸 것이다. 그림에서 δ 는 0 보다는 큰 비교적 작은 임의의 값을 나타낸다. 이러한 PDF에서 T 를 기준으로 하여 T 보다 큰 범위에 대한 신호들의 분포를 구하는 것, 즉, PDF에서의 면적을 구하는 것은 가우시안 분포에서의 특정 부분에 대한 면적을 구하는 것과 같이 때문에 우리가 잘 알고 있는 아래 식 (2) 에 나타나 있는 Q 함수를 구하는 것과 같다^[8].

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy. \quad (2)$$

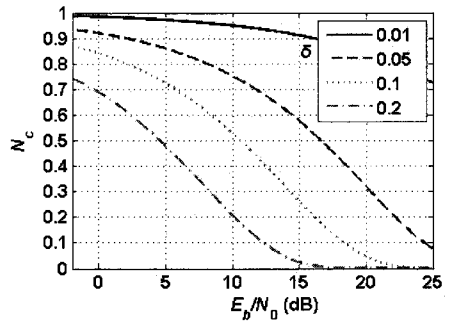
위에 언급한 바와 같이 Q 함수를 이용하여 PDF의 면적을 구할 수 있고, Q 함수의 값은 SNR의 함수가 된다. 이러한 방법으로 어느 특정 부분의 면적을 구함으로써, SNR에 따른 함수 값을 구할 수 있다. 그러나, 기본적으로 dB 단위의 SNR에 따른 Q 함수의 값은 지수적으로 감소하기 때문에 단순히 어느 특정부분에서의 면적, 즉 Q 함수 값을 이용해서는 SNR에 대한 선형 특성을 가지는 함수를 얻기는 힘들다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 아래와 같은 SNR의 함수가 되는 N_c 를 식 (3)과 같이 정의한다.

$$N_c = \frac{S_{a|x=T+\delta}}{S_{a|x=T}}, \quad (3)$$

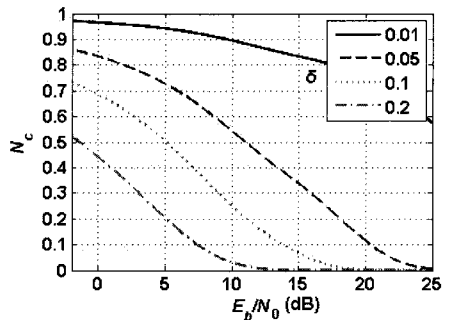
여기서

$$S_a = \sum_{i=0}^{M/2-1} Q\left(\frac{x+d_i-T}{\sigma}\right), \quad (4)$$

여기서 T 는 위 그림 6과 같이, I 채널과 Q 채널에서 전송 크기의 최대값이고, d_i 는 i 번째와 $(i-1)$ 번째의 전송 크기 사이의 거리이다. δ 는 그림 6에 나타난 바와 같이 0 보다는 큰 비교적 작은 임의의 값



(a) QPSK



(b) 32-APSK

그림 7. δ 값에 따른 N_c 와 SNR 특성곡선
Fig. 7 Characteristic curve of N_c vs. SNR by δ

을 나타낸다. 식 (4)의 S_a 는 PDF의 일부영역에 대한 면적에 해당하며, Q 함수들의 합이기 때문에 그 특성은 SNR에 대하여 지수적으로 감소하는 특성을 가진다. 최적의 추정 특성을 위해, N_c 는 SNR에 대하여 선형 증가 혹은 선형 감소 함수 형태이어야 한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 식 (3)에 나타나 있는 바와 같이 N_c 는 서로 다른 두 S_a 값에 대한 비율로 설정하였다. 이 때, δ 를 비교적 적은 값으로 설정하면 N_c 는 SNR에 대하여 거의 선형 감소하는 특성을 가지게 될 것이다.

이러한 이유로 δ 값을 적절히 조절함으로써 원하는 SNR 범위 내에서 거의 선형적인 특성을 얻을 수 있다. 그림 7은 QPSK 변조방식 및 32-APSK 변조 방식에 대해 다양한 δ 값에 따른 N_c 와 SNR의 특성 곡선을 나타낸 것이다. 그림에 나타나 있는 바와 같이 추정하고자 하는 SNR 범위가 정해지면 해당되는 범위 내에서 가장 선형적인 특성을 가질 수 있는 최적의 δ 값을 사용할 수 있을 것이다.

따라서, 이러한 원리를 이용하여 SNR을 추정하기 위해서는 먼저 이론적인 값에 의거한 식 (3)을 계산한다. 그리고, 실제 추정 시에는 수신 신호의

분포를 조사하여 N_c 값을 추정하고 식 (3)의 역함수에 의한 SNR을 구할 수 있게 된다. 그러나, 식 (3)의 역함수를 단순한 연산 과정으로는 구할 수가 없기 때문에 식 (3)에 대한 LUT를 사용하면 쉽게 구현할 수 있다. 특히, 식 (5)와 같이 N_c 값을 정수로 일대일 대응시키기 위하여 적절한 상수 k_1 과 k_2 를 사용하여 선형 결합된 값을 LUT의 주소로 사용하면 매우 효율적으로 SNR 추정이 가능하게 된다.

$$adr = \lfloor k_1 N_c \rfloor + k_2 \quad (5)$$

여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 $x+1$ 보다 크지 않은 정수를 나타낸다. 즉, 이론적으로 SNR에 따른 N_c 의 값을 계산하고 식 (5)의 adr 의 주소값에 해당되는 부분에 SNR이 저장된다. 이를 하드웨어로 구현하는 방안에 대해서는 다음 V장에서 보다 상세히 다루게 될 것이다.

이와 같은 원리를 이용하여 SNR을 실제로 추정하는 방식에 대하여 다시 한번 정리하면 다음과 같다. 수신단에서 추정기는 I 채널과 Q 채널에서의 수신 신호 크기의 절대값을 취하고, 그 절대값이 T 보다 큰지를 확인한다. 또한, T 보다 큰 n_i 개의 샘플수 중에서 절대값이 $T+\delta$ 보다 큰 값의 샘플수를 확인한다. 만약 이에 해당하는 샘플수가 n_c 개 라고 가정하고, 이를 식 (3)과 관련하여 생각해보면 n_i 값은 식 (3)의 분모에 해당하고, n_c 값은 식 (3)의 분자에 해당한다. 따라서 다음 식 (6)과 같이 LUT의 주소를 계산하면, 해당 주소에는 이미 식 (5)를 이용하여 해당되는 SNR 값이 저장되어 있으므로 구하고자 하는 SNR을 출력할 수 있다.

$$\hat{a} = \left\lfloor k_1 \left(\frac{n_c}{n_i} \right) \right\rfloor + k_2 \quad (6)$$

즉, \hat{a} 은 대상 SNR값이 저장된 LUT의 주소를 나타내는 것이다. 이러한 방법으로 추정기는 식 (3)과 식 (5)에 의해 미리 작성된 LUT를 이용하여 쉽게 SNR 추정이 가능하게 되는 것이다.

IV. 성능 시뮬레이션 결과

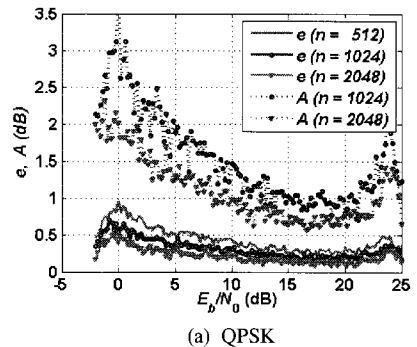
본 장에서는 앞서 제안한 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 제안된 SNR 추정기의 성능을 평균 추정 오류 (root mean squared error ; RMSE) 및 DVB-S2 시스템에서 정의된 정확도 측면에서 살펴보기로 한다. 먼저 n_i 개의 샘플 내에서는 페이딩의 변화가 없다고 가정하면, 동 기간 동안에는 SNR이

변하지 않기 때문에 n_i 개 동안 수신된 신호들은 AWGN 채널에서 수신된 신호와 같다고 가정할 수 있다. 이러한 가정 하에서, DVB-S2 시스템에서 정의된 M -ary APSK 변조방식에 대하여 SNR 추정 성능을 시뮬레이션하였다. DVB-S2 시스템에서는 AMC 모드의 적절한 동작을 위하여, SNR 추정 범위가 0.3 dB 간격으로 -2 dB ~ 23.5 dB가 되어야 한다고 정의하고 있다¹¹⁾. 이를 만족시키기 위하여 LUT에는 SNR의 값을 0.2 dB 간격으로 저장하였다. 또, DVB-S2에서는 아래 식 (7)과 같이 정의된 추정 정확도가 1 dB 이하가 되어야 한다고 정의하고 있다.

$$A = e + 3\sigma_e \quad (7)$$

여기서 e 는 추정 오차의 평균 즉 RMSE이고, σ_e 는 추정 오차의 표준편차이다.

위에서 정의된 SNR 추정에 대한 성능을 살펴보기 위하여 E_b/N_0 값으로 표현된 0.2 dB 간격의 SNR 값 각각에 대하여, 500여 차례의 독립적인 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 8은 각 변조 방식별로 시뮬레이션 한 정확도 A 와 추정 오차 e 값을, 수신 신호 분포 관찰을 위하여 사용한 심볼 개수 별로 나타낸 것이다. 결과에서 SNR이 높아질수록 e 는 낮아지는 것을 확인할 수 있다. 또한, A 와 e 는 관찰 샘플 수에 크게 의존하는 것을 알 수 있는데, 관찰 샘플 수가 크다는 것은 추정하는데 소요되는 시간이 늘어난 것을 의미한다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이, 약 500개의 샘플을 이용하면 변조방식에 관계없이 1 dB 이하의 e 를 얻을 수 있다. 또한, DVB-S2에 규정된 1 dB 이하의 정확도 A 를 얻기 위해서는 수 천 개의 샘플이 필요하다는 것을 알 수 있다. 다음 장에서는 1024개의 샘플을 관찰하여 SNR을 추정하는 하드웨어 구현 방안, 구조 및 그 결과에 대해 기술하기로 한다.



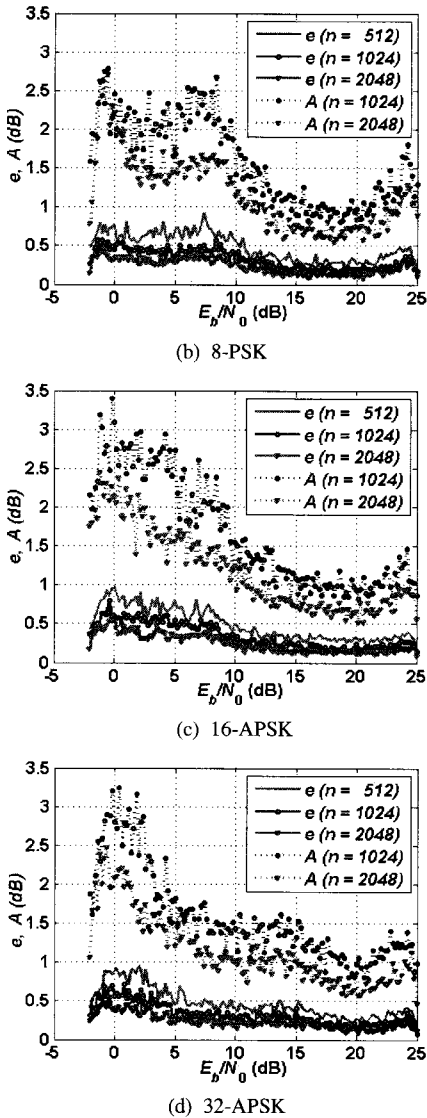


그림 8. SNR 추정기의 평균 오차 및 정확도 성능 시뮬레이션 결과
 Fig. 8 Simulation results of RMSE and accuracy performance of the SNR estimator

V. 하드웨어 구조

본 장에서는 앞서 IV장에서 제안한 SNR 추정 알고리즘을 하드웨어로 구현하기 위한 원리와 각 부분의 구조 및 연산과정을 설명하고 타이밍 시뮬레이션 결과를 기술하기로 한다.

5.1 하드웨어 구조

앞서 III장에서 설명한 바와 같이 본 논문에서 제안하는 SNR 추정 하드웨어는 식 (3)과 (5)를 이용

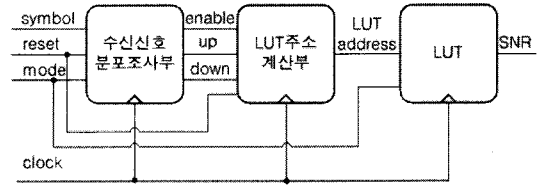


그림 9. 하드웨어 블록도
 Fig. 9 Block diagram of the hardware

하여 LUT를 구현하고, 식 (6)을 이용하여 LUT의 주소를 구한다. 이를 위하여 그림 9와 같이 수신 신호 분포 조사부, LUT 주소 계산부, LUT의 세 부분으로 구성된다.

각 부분을 설명하기에 앞서 시스템 입력 신호들에 대하여 간단히 설명을 하기로 한다. symbol 신호는 수신된 심볼의 I 채널이나 Q 채널의 절대값을 양자화하여 이진수로 표현한 값이다. 구현된 시스템에서는 16 비트 이진수 값을 입력받도록 하였다. reset은 시스템의 초기화를 지시하는 입력이며, mode 신호는 입력받는 심볼의 변조방식을 나타낸다. 구현된 시스템에서는 두 비트의 이진수 값을 입력받도록 설계하여 QPSK, 8-PSK, 16-APSK 및 32-APSK의 네가지 변조 방식을 구분할 수 있도록 하였다.

이와 같은 입력 신호들을 이용하여 시스템의 각 부분들이 동작하도록 되어 있는데, 먼저 ‘수신 신호 분포 조사부’는 현재 입력되는 심볼들을 이용하여 수신 신호 분포를 분석하고, LUT 주소계산부에서 필요로 하는 값을 출력하는 부분이다. 수신 신호 분포 조사부는 2개의 비교기와 FIFO (first-input first-output ; FIFO)로 구성되어 있다. 2개의 비교기는 입력 심볼이 그림 6에서 T 와 $T+\delta$ 로 구분된 세 영역 중에 어디에 위치하는지를 판단한다. 첫 번째 비교기의 출력은 그림 9에서 enable로 정의되어 있는 신호인데, 입력된 심볼의 절대 값이 T 보다 작을 때는 0을, 클 때는 1을 출력한다. 두 번째 비교기의 출력 값은 그림 9에서 up으로 정의되어 있는데, 입력된 심볼의 절대 값이 $T+\delta$ 보다 작을 때는 0을, 클 때는 1을 출력한다.

FIFO는 크기 1024의 1비트 FIFO로써 첫 번째 비교기의 출력인 enable 신호에 의해 구동되며, 이 FIFO 안에 두 번째 비교기의 출력인 up 신호를 이용하여 LUT 주소 계산을 위한 값을 저장한다. 또한, FIFO에서는 down 신호를 출력하는데, 이는 다음 LUT 주소 계산 부에서 사용된다. 이제 이러한 두 개의 비교기와 FIFO를 이용하여 LUT 주소 계산에 필요한 정보를 구하는 방법을 알아보자. 먼저,

첫 번째 비교기는 수신 심볼의 값이 T 보다 클 경우 enable 신호를 1로 만들어 FIFO를 구동시키고, 두 번째 비교기의 출력은 FIFO에 저장된다. 따라서, FIFO 내부에 저장된 숫자는 T 보다 큰 총 1024 개의 수신 심볼 중 $T+\delta$ 보다 큰 심볼의 개수를 나타낸다. 따라서, 식 (6)에서 정의되어 있는 n_c 는 FIFO의 길이 즉, 1024로 고정되어 있으며, FIFO에 저장된 값은 n_c 에 해당한다.

이러한 결과를 토대로 LUT 주소 계산부에서는 식(6)의 LUT 주소 \hat{a} 을 계산하는데, 위에서 설명한 바와 같이 구현된 하드웨어에서 $n_r=1024$ 이기 때문에, k_1 값을 1024로 정하면, 식 (6)은 아래 식 (8)과 같이 간략화될 수 있다.

$$\hat{a}=n_c+k_2 \quad (8)$$

위에서 k_2 는 최적의 LUT 주소 구현을 위하여 사용한 임의의 상수 값이다. 따라서 주소 계산부에서 유일하게 필요한 값은 FIFO에 저장되어 있는 n_c 값, 즉 1의 개수를 파악하여야 한다. 본 연구에서는 이를 용이하게 구현하기 위하여 업-다운-카운터를 (up-down counter) 사용하였다. SNR 값은 시간에 따라 수시로 변할 수 있고 이는 FIFO에 저장되는 1의 개수도 계속해서 변화할 수 있음을 의미한다. 이를 반영하기 위하여 수시로 변할 수 있는 n_c 값을 적응적으로 파악하기 위하여 카운터를 아래 표 1과 같은 진리표에 따라 동작하도록 하였다.

표 1은 수신 신호 분포 조사부의 출력 신호들을 이용하여 카운터를 동작시키는 진리표를 보여주고 있는데, 먼저 reset 신호는 FIFO 내부의 값 및 LUT 주소 계산부의 카운터를 0으로 초기화하기 위한 것이다. 입력된 심볼의 절대값이 T 보다 작으면 enable이 0이 되어 FIFO에는 아무 값도 입력되지 않으며 LUT 주소 계산부 또한 아무런 변화가 없다. 입력된 심볼의 절대값이 T 보다 커서 enable이 1이

표 1. LUT 주소 계산부 동작 진리표
Table 1. Truth table of LUT address calculator

reset	enable	up	down	counter
1	X	X	X	상태초기화(0)
0	0	X	X	상태유지
0	1	0	0	상태유지
0	1	0	1	- 1
0	1	1	0	+1
0	1	1	1	상태유지

(X : don't care)

되면 FIFO는 신호를 입력받음과 동시에 가장 오래된 데이터를 출력하는데 이 출력 신호의 값이 down 신호이다.

이제 표 1의 진리표가 어떻게 SNR의 변화 즉, n_c 값의 변화를 반영할 수 있도록 동작되는지를 살펴해보도록 하자. 앞에서 보았듯이, up 신호는 FIFO에 입력되는 값이고 down 신호는 FIFO에서 출력되는 값이다. 예를 들어, FIFO에 1이 입력되었다는 것은 $T+\delta$ 보다 큰 수신 신호가 하나 더 증가했다는 의미가 되고, 0이 출력되었다는 것은 1024번 이전에 관찰된 수신 신호가 $T+\delta$ 보다 적었다는 의미이다. 따라서, 이는 FIFO 내부의 1의 개수가 하나 증가하는 결과를 가져오게 되고, 이는 곧 가장 최근에 관찰된 1024개의 수신 신호 분포에서 $T+\delta$ 보다 큰 신호의 개수가 1 증가했다는 의미가 된다. 이 경우 LUT 주소 계산부는 +1 연산, 즉 n_c 값을 1 증가시키게 된다.

이와는 반대로 FIFO에 0이 입력되었다는 것은 $T+\delta$ 보다 적은 수신 신호가 하나 더 증가했다는 의미가 되고, 1이 출력되었다는 것은 1024번 이전에 관찰된 수신 신호가 $T+\delta$ 보다 컸다는 의미이다. 따라서, 이는 FIFO 내부의 1의 개수가 하나 감소하는 결과를 가져오게 되고, 이는 곧 가장 최근에 관찰된 1024개의 수신 신호 분포에서 $T+\delta$ 보다 큰 신호의 개수가 1 감소했다는 의미가 된다. 이 경우 LUT 주소 계산부는 -1 연산, 즉 n_c 값을 1 감소시키게 된다.

마지막으로 LUT는 식 (6)과 (8)의 관계를 이용하여 구현되었고, LUT 주소 계산부의 카운터에서 출력하는 n_c 값을 이용하여 해당하는 주소를 계산하고 이에 대응하는 SNR 값을 출력하는 구조이다. LUT는 그림 10과 같이 각 변조 방법별로 작성하여 연결하였고 mode 신호를 받아서 변조 방법에 따라 적절한 LUT를 선택하여 SNR을 출력하도록 하였다.

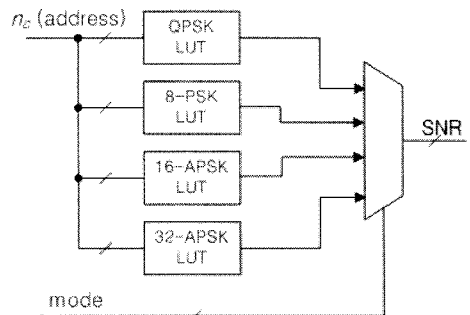


그림 10. LUT 블록도
Fig. 10 Block diagram of LUT

표 2. 하드웨어로 구현된 LUT의 일부

Table 2. A part of LUT implemented in H/W

LUT 주소				SNR (dB)
QPSK	8-PSK	16-APSK	32-APSK	
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
768	724	773	748	4.8
767	723	772	747	5
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
762	719	769	741	5
761	718	768	741	5.2
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

표 2는 구현된 LUT의 일부분을 나타낸 것인데, SNR 값이 5 dB에 해당되는 LUT의 주소 영역을 변조 방식별로 보여주고 있다. 즉, QPSK 변조 방식의 경우 LUT 주소가 762~767일 경우에 5 dB 값이 저장되어 있다. 마찬가지로, 8-PSK, 16-APSK, 및 32-APSK에 대해서는 주소값이 각각 719~723, 769~772, 및 741~747에 5 dB 값이 저장되어 있다. 본 연구에서는 표 2에 나타나 있는 바와 같이 변조 방식별로 각기 다른 LUT영역을 할당하여 서로 다른 주소 범위에 해당하는 값을 저장하였다. 그러나, 표 2의 결과에서 확인 할 수 있듯이 각 SNR에 해당하는 주소 값이 변조 방식별로 거의 비슷한 범위에 있음을 알 수 있다. 따라서, 식 (3)의 δ 값과 식 (5)의 k_1 및 k_2 값을 적절히 조절한다면 변조 방식에 상관없는 단일 LUT를 사용할 수도 있을 것이다.

5.2 타이밍 시뮬레이션 결과

본 연구에서는 위와 같은 하드웨어 구조를 이용하여 DVB-S2 시스템에서 사용될 수 있도록 하드웨어를 HDL로 코딩하고 합성 및 레이아웃을 마친 후 타이밍 시뮬레이션을 실시하였다. DVB-S2 시스템에서는 역방향 전송 속도가 최소 수 Msym/sec를 만족하여야 할 것으로 예상된다. 따라서 본 논문에서는 4 MHz의 클럭으로 동작시켰을 경우의 타이밍 시뮬레이션 결과를 제시하기로 한다. DVB-S2 시스템에서는 QPSK, 8-PSK, 16-APSK 및 32-APSK의 네 가지 변조 방식을 사용하도록 되어 있는데, 본 논문에서는 각 변조 방식에 대한 시뮬레이션 결과와 추정시간을 제시한다.

그림 10에서는 표 2에 나타나 있는 LUT 값과 비교하기 쉽도록 각 변조 방식별 SNR이 5 dB에 해당하는 수신 신호를 이용하여 실시한 타이밍 시뮬레이션 결과의 일부를 보여주고 있다. 먼저 그림의 가장 왼쪽에 위치한 값들은 구현된 하드웨어의

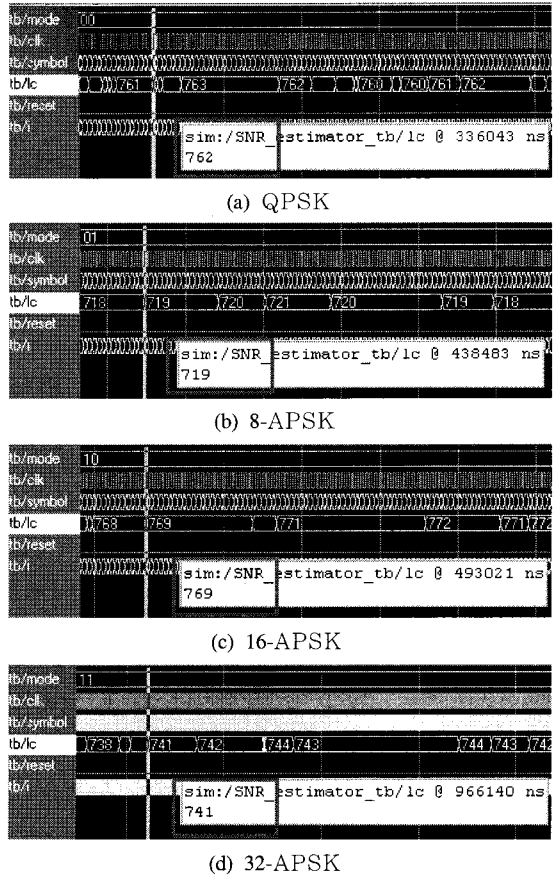


그림 11. 타이밍 시뮬레이션 결과
Fig. 11 Timing simulation results

변수 명을 나타내는 것인데, 'tb/mode'는 변조 방식을 두 비트로 나타낸 변수이며, 'tb/clk'는 하드웨어 시스템을 동기화 시키는 클럭이다. 또, 'tb/symbol'은 수신되는 입력 심볼이며, 'tb/lc'는 수신 신호 분포 조사부와 LUT 주소 계산부를 통과하여 추정되어지는 LUT의 주소를 나타낸다.

그림 11의 (a)는 QPSK 변조 방식에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸 것으로써, 추정된 'tb/lc' 변수가 나타내는 761, 763, 762등의 값이 모두 표 2의 SNR이 5 dB에 해당하는 LUT 주소 값이라는 것을 알 수 있다. 또한, 시뮬레이션 결과에서는 계산되는 주소 값이 계속 변화하고 있음을 보여주는데, 이는 실시간으로 입력되는 수신 신호의 분포 조사를 통해 이를 적응적으로 반영해 주고 있음을 나타낸다. 그림 11의 (b), (c), 및 (d)에 나타나 있는 8-PSK, 16-APSK, 및 32-APSK의 시뮬레이션 결과에서도 QPSK에서의 경우와 마찬가지로 출력되는 LUT 주소 값이 모두 표 2의 SNR이 5 dB에 해당

되는 값과 같다는 것을 확인할 수 있다.

그림 10의 각 변조 방식별 결과에서 가장 마지막 행에 박스로 표기된 값은 SNR 추정기를 가동한 후 처음으로 추정 값을 출력하기까지 소요된 시간을 나타낸 것으로써, QPSK 방식의 경우 336,043 ns = 0.3 ms 임을 확인할 수 있다. 이러한 추정 시간은 수신 신호의 분포에 따라 조금씩 달라지게 되지만, 현재 구현된 시스템에서는 모든 변조 방식에 대하여 최대 0.9 ms 이내에 SNR 추정이 가능하다.

VI. 결 론

본 논문에서는 고차원의 M-ary 변조 방식을 사용하여 강우 감쇠 등을 극복하기 위한 적응형 전송 위성통신 시스템 등에서 사용할 수 있는 효율적인 SNR 추정 방식을 제안하였다. 또한, 이를 효과적으로 구현할 수 있는 하드웨어 구조와 그 구현 결과를 소개하였다. 특히, 적응형 전송 모드를 채택하고 있는 차세대 위성 방송 시스템에 (DVB-S2) 본 논문에서 제안한 방식을 적용하여 시뮬레이션한 SNR 추정 성능 분석 결과를 제시함과 동시에, 하드웨어 구현 결과를 소개하였다. 본 논문에서 제시한 방법은 이론적인 원리를 바탕으로 하여, 매우 간단한 하드웨어 구조를 가지고서 효과적으로 SNR을 추정할 수 있는 방식인 동시에, 시간에 따라서 변화하는 SNR을 적응적으로 추정할 수 있는 방식이다.

참 고 문 헌

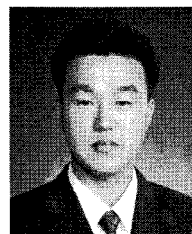
- [1] EISI EN 302-307, "Digital Video Broadcasting(DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Service, News Gathering and other broadband satellite applications."
- [2] Hua Xu, Zupeng Li and Hui Zheng, "the non-data aided SNR Estimation Algorithm for QAM Signals", *Communication, Circuits and Systems*, Vol.2, 27-29 Jun. 2004, pp.999-1003
- [3] S. Gunaratne, P. Taaghool, and R. Tafazolli, "Signal quality estimation algorithm", *Electronics Letters*, Vol.36, No.22, Oct. 2000, May. 1997, pp. 1882-1884
- [4] N. Celandroni, E. Ferro, F. Potorti, "Quality Estimation of PSK Modulated Signals", *IEEE*

Commun. Mag., Vol.35, No.7, Jul. 1997, pp.50-55

- [5] Sooyoung Kim Shin, Kwangjae Lim, Kwonhuh Choi, and Kunseok Kang "Rain attenuation and the Doppler shift compensation for satellite communications," *ETRI Journal*, Vol.24, No.1, Feb. 2002, pp.31-42
- [6] Sooyoung Kim, Jae Mounng Kim, Yun-Jeong Song and Young-Wan Kim, "SNR estimation of M-ary PSK Signal", *Proceedings of the International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications 2005*, Vol.4, July 4-7, 2005. pp.1319-1320
- [7] Sooyoung Kim, Shan Gao, Dongseok Shin, and Sangseob Song, "Signal quality estimation for QAM system", *ITC-CSCC 2006*, Chiangmai, Thailand, Jul. 2006.
- [8] Sooseong Kim, Eunwoo Park, Sooyoung Kim, and Sungmoon Yeo, "SNR estimation for DVB-S2 system", *25th AIAA International Communication Satellite Systems Conference*, COEX, Korea, 10-13, April. 2007

이 재 응 (Jaeung Lee)

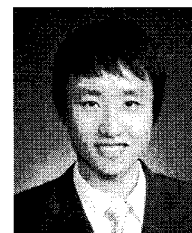
정회원



2008년 2월 전북대학교 전자정보공학부 학사
2007년 12월~현재 하이닉스 반도체 연구원
<관심분야> 위성통신, 반도체설계

김 수 성 (Sooseong Kim)

정회원



2008년 2월 전북대학교 전자정보공학부 학사
2007년 12월~현재 광전자 주식회사 FAB기술부
<관심분야> 디지털통신, MOSFET

박 은 우 (Eunwoo Park)

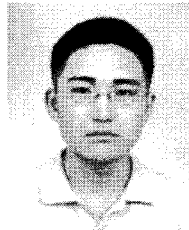
정회원



2008년 2월 전북대학교 전자정보
공학부 학사
2008년 1월~현재 삼성전자 반도체
체중괄 연구원
<관심분야> 위성통신, 반도체 설계,
MEMS

여 성 문 (Sungmoon Yeo)

정회원

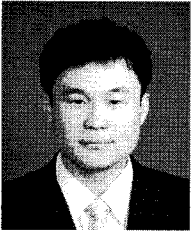


2005년 2월 전북대학교 전자정보
공학부 학사
2007년 2월 전북대학교 전자공학
석사
2007년 3월~현재 전북대학교전
자정보공학부 박사과정

<관심분야> 위성통신, 디지털 통신, LDPC 부호

임 채 용 (Chaeyong Im)

정회원



2008년 2월 전북대학교 전자정보
공학부 학사
2007년 1월~현재 GM대우 자동
차 연구원
<관심분야> 위성통신, 반도체 설계

김 수 영 (Sooyoung Kim)

종신회원



1990년 2월 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 학사
1991년 2월~1991년 9월 ETRI
연구원
1992년 10월 Univ. of Surrey,
U.K 공학석사
1995년 2월 Univ. of Surrey, U.K

공학박사

1994년 11월~1996년 6월 Research Fellow, Univ. of
Surrey, U.K

1996년 8월~2004년 2월 ETRI 광대역무선전송연구팀장

2004년 3월~현재 전북대학교 전자정보공학부 조교수

<관심분야> 오류정정부호화방식, 이동/위성통신 전송방식