Decision Feedback 신호의 자기 상관 기반 SNR 추정 방법을 적용한 적응 변조 시스템

Adaptive Modulation System Using SNR Estimation Method Based on Correlation of Decision Feedback Signal

김 선 애 · 유 흥 균

Seon-Ae Kim · Heung-Gyoon Ryu

요 약

적응 변조(Adaptive Modulation: AM) 방식은 시간적으로 공간적으로 바뀌는 채널의 상태에 적합한 변조 방식을 적응적으로 할당함으로써, 시스템의 효율을 높이는 중요한 통신 방식이다. 고정 변조 방식은 시간에 따라 신호 대 잡음비(SNR: Signal-to-Noise Ratio)가 변하는 채널에서 BER(Bit Error Rate) 성능이 변한다. 하지만 적응 변조 방식은 모든 채널 상태의 SNR에 대하여 일정한 평균 BER 성능을 유지하므로 채널의 상태가 수시로 변하는 통신 환경에서 시스템의 성능을 확보한다. 이를 위해서 무엇보다도 정확하고, 빠르게 신호 대 잡음비를 추정할 수 있는 간단한 SNR 추정 방법이 요구된다. 본 논문에서는 효과적인 적응 변조를 위하여 SNR 추정 성능이 적응 변조 시스템에 미치는 영향을 평균 BER과 평균 데이터 처리율(throughput)을 통하여 분석한다. 또한, 본 논문에서는 decision feedback 신호의 자기 상관 기반의 SNR 추정 방법 및 기존의 SNR 추정 방법들을 적응 변조 시스템에 적용하여 각 변조 레벨 변환 점에서 SNR 추정 성능에 따라 결정되는 적응 변조 시스템의 성능 변화를 확인한다. Decision feedback 신호의 자기 상관 기반 SNR 추정 방법은 M-QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 신호에서도 비교적 안정적인 추정 성능을 보이기 때문에 적응 변조 시스템에서 다른 SNR 추정 방법들에 비해 변조 레벨 변환 점에서 성능 열화를 줄인다.

Abstract

Adaptive modulation(AM) is an important technique to increase the system efficiency, in which transmitter selects the most suitable modulation mode adaptively according to channel state in the temporary and spatially varying communication environment. Fixed modulation on channels with varying signal-to-noise ratio(SNR) is that the bit-error-rate(BER) probability performance is changing with the channel quality. An adaptive modulation scheme can be designed to have a BER which is constant for all channel SNRs. The correct as well as fast and simple SNR estimation is required essentially for this adaptive modulation. In order to operate adaptive modulation system effectively, in this paper, we analyze the effect of SNR estimation performance to it through the average BER and data throughput. Applying SNR estimation based on auto-correlation of decision feedback signal and others to adaptive modulation system, we also confirm performance degradation or improvement of its which is decided by SNR estimation error at each transition point of modulation level. Since SNR estimation based on auto-correlation of decision feedback signal shows stable estimation performance for various quadrature amplitude modulation(QAM) comparatively, this can be reduced degradation than others at each transition point of modulation level.

Key words : Adaptive Modulation, SNR Estimation, Decision Feedback, BER, Throughput

충북대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20100818-115

· 교신저자 : 유흥균(e-mail : ecomm@cnu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 1월 7일

I. 서 론

급격히 변화되는 통신 환경에서 적응형 전송 방식은 요구되는 스펙트럼 효율과 전력의 균형을 유지하여 시스템의 효율을 높인다. 그러므로 적응형 전송 방식은 사용자에게 고품질의 서비스를 끊임 없이 제공하고, 통신시스템의 용량을 증가시킨다. 현재 적응형 전송 방식은 위성방송 서비스의 차세대 표준인 DVB-S2(Digital Video Broadcasting-Second generation)에 적응형 변복조 및 부호화 방식(AMC: Adaptive Modulation and Coding)으로 채택되어 있다^[1]. 이러한 적응형 전송은 정확한 채널 상태의 파악과 적절한 전송 제원 할당을 포함하는 제어 시스템을 요구한다. 특히, 채널 상태 파악을 위한 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 추정 알고리즘은 시간에 따라 변화하는 통신 채널의 특성상 간결하고 정확해야 한다^[1].

적응 변조(Adaptive Modulation: AM) 시스템에서 무선 통신 채널의 상황을 정확히 추정하여 신호에 대한 정보를 전송하는 것은 통신 링크의 적응력을 향상시킨다^{[2]~[4]}. 그러므로 수신기에서의 추정된 순간적인 SNR 정보는 채널 상태 정보의 정확도를 결정하는 중요한 요소이다. 디지털 통신 채널을 위한 SNR 추정 방법은 BPSK와 같이 간단한 변조 신호에서 SNR 추정 성능이 매우 정확하였지만, M-ary APSK(Amplitude and Phase Shift Keying) 또는, QAM(Quadrature Amplitude Modulation)과 같이 신호의 변조 레벨이 높아질수록 SNR의 추정의 정확도가 매우 떨어진다. 그러므로 QAM 신호를 위한 적응 변조 시스템에서 파일럿과 같이 부가적으로 데이터를 추가하지 않는 SNR 추정 방식들은 높은 QAM 신호로부터 SNR을 추정하게 되면 이 때 발생하는 추정 오차로 링크 적응력을 떨어뜨릴 확률이 높다.

본 논문에서는 효과적인 적응 변조를 위하여 QAM 방식 적응 변조 시스템에서 SNR 추정 성능의 평균 BER(Bit Error Rate)과 평균 데이터 처리율(throughput)을 통한 링크 적응 능력을 분석한다. 적응 변조 시스템에서는 요구되는 BER을 만족하는 범위 안에서 최대 데이터 전송률을 확보하기 위하여 목표(target) BER의 경계 신호 대 잡음비를 변조 레벨 변환점으로 갖는다. 수신된 SNR 정보가 정확하다면 적응 변조 시스템의 평균 BER 및 처리율은 최대의 통

신 성능을 갖게 한다. 하지만 수신 신호의 SNR이 채널 상태에 의해 순시적으로 변하고, 이 때 SNR 추정기의 성능에 의해 경계 SNR에서 적응 변조 전송 모드가 결정된다. 그러므로 본 논문에서는 플랫 페이딩(flat fading) 채널에서 요구 BER이 10^{-4} 인 QAM 적응 변조 시스템의 각각 SNR 추정기의 예측 SNR에 따른 BER 성능 및 대역 효율을 계산한다.

특히 본 논문에서는 높은 QAM 신호에 대하여 기존의 SNR 추정 방법들과 비교해 추정 성능이 향상되고 실용적이며 간단한 SNR 추정 방법을 제안하고, 이 SNR 추정 방법이 기존의 SNR 추정 방법들에 비해 적응 변조 시스템에서 성능 이득을 보이는 것을 확인한다. 본 논문에서 제안하는 SNR 추정 방법은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템과 같이 블록 단위 수신을 함으로써 순시 통계 특성을 갖는 시스템에서 decision feedback 신호의 자기 상관 값을 이용하여 SNR을 추정한다. 이 방식은 ML(Maximum Likelihood) 추정 방법과 거의 비슷한 성능을 갖지만, SNR 추정 시 계산 복잡도가 간단하다. 그리고 이 방식과 비슷한 계산 복잡도를 갖는 기존의 NDA(Non-Data-Aided) SNR 추정 방법들(second- and fourth-order moments: M_2M_4 , Signal-to-Variance Ratio: SVR)에 비해 고차원 QAM 신호에 대하여 SNR 추정 성능이 좋다. QAM 신호는 일정한 단위 성상도를 갖지 않는 변조 방식으로 EVB(Envelope Based) 추정 방식을 적용하기 어려워 추정 방법이 복잡해지고 많은 처리 과정이 필요하다^{[5]~[9]}. 하지만 본 논문에서 제안하는 추정 방식은 자기 상관과 상호 상관의 오차가 비트 오류에 따라 결정되므로, 비교적 안정적인 SNR 추정 성능을 보이며 간단하다. 그러므로 본 논문에서는 계산 복잡도가 크게 증가하지 않는 NDA SNR 추정 방식 중 M_2M_4 , M_6 (sixth order moment)와 제안한 SNR 추정 방법의 성능을 보이고, 이 SNR 추정기를 적응 변조 시스템의 채널 추정 블록에 대입하여 SNR 추정 성능에 따른 적응 변조 시스템의 예측(실제 채널 상태) SNR에서 BER 성능 및 데이터 처리율을 보인다.

본 논문은 다음과 같이 구성한다. II장에서는 적응 변조 시스템과 SNR 추정 오차에 따른 BER 성능 및 처리율을 분석하고, III장에서 제안한 OFDM 시스템에서 decision feedback 신호의 자기 상관을 기반

으로 하는 SNR 추정 방법의 수식적인 유도와 알고리즘을 소개한다. 그리고 IV장에서 서비스 중인 다른 SNR 추정 기법들과 그 성능을 비교 및 논의하고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 적응 변조 시스템과 SNR 추정 성능

본 논문에서는 플랫 페이딩 채널에서 추정된 SNR에 따라 적응적으로 QAM 신호를 전송하는 적응 변조(AM: Adaptive Modulation) 시스템의 성능을 분석한다. QAM 신호를 위한 AM 시스템을 그림 1과 같이 구성한다. 입력 데이터는 BBFRAME(Base Band Frame)으로 구성되고, 수신기에서 추정된 SNR 정보로 선택된 변조 모드에 따라 BBFRAME 신호를 4/8/16-QAM 방식으로 변조한다.

수신단에서는 이상적인 동기를 가정하고, SNR을 추정하는 방법을 통해 채널을 추정한다. AWGN 채널에서 수신 SNR은 다음과 같다.

$$\gamma = \frac{\bar{S}}{\sigma_w^2} \quad (1)$$

여기서 γ 은 수신 신호의 SNR이고, $\bar{S}$ 는 신호 전력, σ_w^2 은 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 잡음의 분산이다.

이 정보를 변조 선택기에 입력하여 다음 송신/수신 프레임의 변조/복조 레벨을 선택할 수 있도록 조정한다. 기본적으로 채널 추정용 파일럿이 추가된 AM 시스템에서는 수신된 프레임은 역다중화 동작을 통해 파일럿(pilot)과 페이로드(payload) 데이터로 분리하고, 파일럿을 통해 SNR을 추정하며, 추정된

값을 MODE 선택 블록에 입력하여 다음 전송될 데이터의 변조 방식을 선택한다. n 모드에서 전송 데이터 수는 $k(n)$ 으로 $\log_2(M)$ 이고, M 은 변조 레벨이다.

하지만 본 연구에서는 수신된 데이터를 직접 이용하여 SNR을 추정하는 방식을 채택하고 있기 때문에 역다중화 블록 없이 수신된 데이터를 이용하여 SNR을 추정한다. 본 논문에서는 M_2M_4 (second- and fourth-order moments), M_6 (sixth-order moments) 등의 SNR 추정 방법을 사용하여 AM 시스템의 성능을 평가한다. 마지막으로 추정된 SNR 정보는 변조 모드 선택 블록과 soft-decision 복조기로 인가된다. Sink 블록에서는 송수신된 데이터의 BER, 스펙트럼 효율 성능을 평가한다.

일반적으로 SNR 추정 오차가 없을 때, 즉 정확한 SNR을 통하여 AM 모드를 결정할 때, 변조 레벨의 선택에 따른 AM 시스템이 갖는 평균 BER은 식 (4)와 같다^[2].

$$a_n = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2)$$

$$\text{BER}_n = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} \text{BER}(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}} &= \frac{E[\text{number of error bits per transmission}]}{E[\text{number of bits per transmission}]} \\ &= \frac{\sum_{n=1}^N k(n) \text{BER}_n}{\sum_{n=1}^N k(n) a_n} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 f_γ 은 QAM 신호의 확률 밀도 함수이고, BER_n 은 n 모드에서 M-QAM 신호 BER이고, $\overline{\text{BER}}$ 은 수신된 신호의 평균 BER이다. AM 시스템의 평균 BER은 송신된 비트의 전체 평균 비트 수와 평균 에러 비트의 수의 비로 계산할 수 있다.

식 (4)에 의해 AM의 평균 처리율은 각 SNR 범위 $\{\gamma_n, \gamma_{n+1}\}$ 에서 확률 a_n 과 변조 모드 n 의 곱의 합이다. 즉, 에러 없이 수신된 신호의 비트율이다.

$$\left[\frac{R}{\text{BW}} \right]_{\text{avg}} = \sum_{n=1}^N k(n) a_n \quad (5)$$

여기서 $k(n)$ 은 n 모드에서 전송 데이터 수이다. 평균 처리율은 추정된 SNR이 n 전송 모드와 $n+1$

그림 1. 적응 변조 시스템 블록도

Fig. 1. Block diagram of adaptive modulation system.

의 전송 모드를 선택할 때, n 전송 모드가 선택될 경우의 수신 신호의 비트 수와 $n+1$ 전송 모드가 선택될 경우 수신 신호의 비트 수의 평균 처리율이다.

수신된 순시 예측 SNR은 그림 1 블록도의 SNR 추정 방법으로 계산된다. SNR 추정기는 플랫 페이딩(flat fading) 채널에서도 일부 SNR 범위에서 추정 오차가 발생한다. SNR 추정 방법에서 발생한 추정 오차를 포함한 순시 SNR을 Mode 선택 블록에서 입력 받았을 때, Mode 선택 블록은 추정 오차 정도에 따라 최대 효율을 떨어뜨린다. SNR 추정 오차를 포함한 예측 SNR을 식 (6)로 정의한다^[4].

$$\hat{\gamma} = \frac{\bar{S}}{\varepsilon_p \sigma_w^2} \quad (6)$$

여기서 $\hat{\gamma}$ 은 수신 신호의 예측 SNR이고, ε_p 는 추정된 SNR의 MSE(Mean Squared Error)이다. 그러므로 수신기가 순시 예측 SNR을 가질 때, SNR 추정 오차에 따른 평균 BER과 처리율을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\text{BER}_n(\hat{\gamma}) = \int_0^\infty \text{BER}(\gamma, \hat{\gamma}) f_\gamma(\gamma|\hat{\gamma}) d\gamma \quad (7)$$

$$\overline{\text{BER}}_{\text{prd}} = \frac{\sum_{n=1}^N k(n) \int_{\hat{\gamma}_i}^{\hat{\gamma}_{i+1}} \text{BER}_n(\hat{\gamma}) f_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma}}{\sum_{i=0}^{N-1} k_i \int_{\hat{\gamma}_i}^{\hat{\gamma}_{i+1}} f_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma}} \quad (8)$$

$$\left[\frac{R}{\text{BW}} \right]_{\text{prd}} = \sum_{i=0}^{N-1} k_i \int_{\hat{\gamma}_i}^{\hat{\gamma}_{i+1}} f_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma} \quad (9)$$

여기서 $f_\gamma(\gamma|\hat{\gamma})$ 은 예측 SNR이 주어졌을 때 QAM 신호의 확률 밀도이고, $\text{BER}_n(\hat{\gamma})$ 은 예측 SNR로 결정된 n 모드에서의 M-QAM 신호의 BER이고, 이때 수신된 신호의 평균 BER 및 처리율은 $\overline{\text{BER}}_{\text{prd}}$ 와 $[R/\text{BW}]_{\text{prd}}$ 이다.

본 논문에서는 AM 시스템에서 SNR 추정 오차로 인한 최소 BER과 처리율을 분석한다. 최소 BER은 실제 채널의 상태가 전송 모드 변환점보다 작을 때, SNR 추정 오차로 인해 예측 SNR이 전송 모드 변환점 이상의 채널 상태로 오판하였을 경우의 BER로 정의한다. 그리고 이 때 수신 데이터율을 최소 처리율로 정의한다.

전송 모드가 n 일 때, 특정 SNR 값을 γ_R ($\gamma_R \in \{\gamma_n, \gamma_{n+1}\}$, $n=1, 2, \dots, N$), 실제 채널의 SNR은 γ_c 이라 하면, ε_p 만큼의 SNR 추정 오차를 갖는 예측 SNR 값 $\hat{\gamma}$ 은 다음과 같아진다.

$$\hat{\gamma} = \gamma_c + \varepsilon_p \quad (10)$$

여기서 예측 SNR은 $\hat{\gamma} \geq \gamma_R$ 와 같다. 최소 BER을 갖는 경우, AM 시스템에서 실제 채널 SNR 정보는 $\gamma_{n-1} < \gamma_c \leq \gamma_n$ 이기 때문에 n 모드를 선택하여야 하지만, SNR 추정 오차 ε_p 로 인해 예측 SNR 값이 $\gamma_n < \hat{\gamma} \leq \gamma_{n+1}$ 의 범위를 갖도록 변화하므로 $n+1$ 모드를 선택하게 된다. 이렇게 되면, 실제 채널 상태는 γ_c 이고, 실제 채널 상태보다 높은 변조 신호를 송신하게 되면서 BER 성능이 열화된다. 그러므로 최소 BER을 통해 AM 시스템에 적용된 SNR 추정 방법의 링크 적응 능력을 평가할 수 있다.

SNR 추정 오차로 인해 n 모드를 $n+1$ 모드로 선택할 확률은 다음과 같다.

$$p_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) = \Pr(n+1|\hat{\gamma}) = \frac{\varepsilon_p(\hat{\gamma})}{\gamma_{n+1} - \gamma_n + \varepsilon_p(\hat{\gamma})} \quad (11)$$

그러므로 식 (11)의 확률 밀도를 통한 최소 BER 및 최소 처리율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{BER}_{\min} = \frac{\sum_{n=1}^N k(n) \int_{\hat{\gamma}_{n-1}}^{\hat{\gamma}_n} \text{BER}_{n-1}(\hat{\gamma}) p_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma}}{\sum_{n=1}^N k(n) \int_{\hat{\gamma}_n}^{\hat{\gamma}_{n+1}} f_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma}} \quad (12)$$

$$\left[\frac{B}{\text{RW}} \right]_{\min} = \sum_{n=1}^N k(n) \int_{\hat{\gamma}_n}^{\hat{\gamma}_{n+1}} p_{\hat{\gamma}}(\hat{\gamma}) d\hat{\gamma} \quad (13)$$

III. 자기 상관을 이용한 NDA SNR 추정

본 논문에서는 수신 신호의 2차 모멘트를 기반으로 하는 자기 상관 값을 이용한 SNR 추정 방식을 제안한다. $\{+a, -a\}$ 값을 동일 발생 확률로 갖는 랜덤 변수의 송신 신호와 AWGN 채널을 고려하였을 때, 송신 신호와 수신 신호의 영점 자기 상관 값은 다음과 같이 신호 전력 S 와 잡음 전력 N 으로 표현할 수 있다^[5].

$$r_x(0) = E[x(n)x^*(n)] = 2a^2 = S \quad (14)$$

그림 2. OFDM 시스템에서 SNR 추정 방법
Fig. 2. SNR estimation method in OFDM system.

$$r_y(0) = E[y(n)y^*(n)] = 2a^2 + 2\sigma^2 = S + N \quad (15)$$

여기서 $x(n)$ 과 $y(n)$ 은 각각 송신, 수신 신호이고, $x(n)$ 과 $y(n)$ 의 영점 자기 상관 값은 송신 신호와 수신 신호의 전력이다. 잡음 전력은 $r_w(0) = r_y(0) - r_x(0)$ 이다. 그러므로, SNR은 자기 상관을 이용하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\hat{\rho} = \frac{S}{N} = \frac{r_x(0)}{r_y(0) - r_x(0)} \quad (16)$$

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 SNR 추정을 위하여 수신 신호의 자기 상관 값과 송신 신호의 자기 상관 값을 요구한다. 하지만 수신기에서 전송된 송신 신호의 랜덤 심볼을 알 수 없기 때문에 정확한 송신 신호의 자기 상관 값은 계산이 불가능하다. 그러므로 본 논문에서는 복조 후의 판별 신호를 이용하여 송신 신호의 자기 상관 값을 계산한다.

OFDM 시스템에서 QPSK 자기 상관 값과 QAM 신호의 자기 상관 값은 다음과 같이 계산된다.

$$r_x(0) = r_{x'}(0) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |X_k|^2 = 2, \text{ for QPSK} \quad (17)$$

$$r_x(0) = \frac{1}{K} \left(\sum_{c_1=1}^{C_f} |X_{c_1}|^2 + \sum_{c_2=1}^{C_s} |X_{c_2}|^2 + \sum_{c_3=1}^{C_{th}} |X_{c_3}|^2 \right), \quad \text{for 16QAM} \quad (18)$$

$$r_x(0) = \frac{1}{K} \left(\sum_{c_1=1}^{C_f} |X_{c_1}|^2 + \sum_{c_2=1}^{C_s} |X_{c_2}|^2 + \sum_{c_3=1}^{C_{th}} |X_{c_3}|^2 + \dots \right), \quad \text{for M-QAM} \quad (19)$$

여기서 $r_x(0)$ 는 송신 신호의 자기 상관 값이고, $r_{x'}$

(0)는 복조 후 판별 심볼의 자기 상관 값이다. QPSK 신호의 자기 상관 값은 랜덤한 신호 발생과 관계없이, 즉 수신기에서 판별 신호에 오차를 포함하더라도 항상 2이므로 식 (17)의 값을 사용한다. 그러나 M-QAM($M \geq 16$ 일 경우) 신호는 다층 정상도(multi-level constellation)를 갖기 때문에 송신 신호의 불규칙한 발생으로 고정적이지 않은 자기 상관 값을 갖는다. 여기서 C_f , C_s , C_{th} 는 다층 정상도에서 각 층의 심볼 수이다.

수신기에서 M-QAM 신호의 자기 상관 값은 예측이 불가능하다. 그러므로 본 논문에서는 송신 신호의 자기 상관 값을 수신기의 decision 후의 판별 값으로 대신하여 계산한다. 본 논문에서는 in-phase 신호와 quadrature 신호를 분리하여 각각의 SNR을 추정하는 방식을 채택한다. 수신기에서 decision 후의 신호에서 계산한 자기 상관 값은 다음과 같다.

$$r_{x'}(0) = \sum \left(\frac{\text{corrected}}{\text{decision signal}} \right)^2 + \sum \left(\frac{\text{error}}{|1| \rightarrow |3|} \right)^2 - \sum \left(\frac{\text{error}}{|3| \rightarrow |1|} \right)^2$$

$$= \sum_{c_d=1}^{K-(E_n^{13}+E_n^{31})} (X'_{c_d})^2 + \sum_{e=1}^{E_n^{13}} (X'_e)^2 - \sum_{e=1}^{E_n^{31}} (X'_e)^2$$

for 16QAM signal

(20)

M-QAM 신호의 복조 후 판별 신호의 자기 상관 값은 송신 신호의 자기 상관 값과 오차로 신호만큼 차이를 갖는다. 식 (20)에서 16QAM 신호의 자기 상관 값 $r_{x'}(0)$ 는 ± 1 이 ± 3 으로 판별될 경우와 ± 3 이 ± 1 로 판별될 경우의 오차를 갖는다. 여기서 K 은 부반송파 수, E_n^{13} 은 1이 3으로 판별되는 심볼 수이고, X'_e 는 그 때의 심볼이다. 반대로 E_n^{31} 은 3이 1로 판별되는 심볼 수이다. 자기 상관 계산에서 ± 1 과 ± 3 은 모두 절대값으로 계산되기 때문에 1이 3이 되는 오차는 자기 상관 값을 증가시키고, 3이 1이 되는 오차는 감소시킨다. 그러므로, 송신 심볼과 복조 후 판별 신호의 자기 상관 값 차이는 식 (21)과 (22)로 일반화할 수 있다.

$$\Delta r_x(0) = r_{x'}(0) - r_x(0)$$

$$= \left(\sum_{e=1}^{E_n^{13}} 3^2 - 1^2 \right) + \left(\sum_{e=1}^{E_n^{31}} 1^2 - 3^2 \right), \quad \forall 16\text{QAM} \quad (21)$$

$$\Delta r_X(0) = \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left(E_n^{pq} \times \left\{ \sum_{k=2i-1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left(\frac{2k+1}{=p} \right)^2 - \left(\frac{2i-1}{=q} \right)^2 \right\} \right) + \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left(E_n^{qp} \times \left\{ \sum_{k=2i-1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} (2i-1)^2 - (2k+1)^2 \right\} \right),$$

$\forall M - QAM$ (22)

여기서 $p=2k+1$, $q=2i+1$ 은 각각 M-QAM 신호의 각층의 심볼이고, $p > q$ 이다. M 변조 단계이고, E_n^{pq} 와 E_n^{qp} 는 $\pm p$ 가 $\pm q$ 으로 판별되는 심볼 수와 $\pm q$ 가 $\pm p$ 로 판별되는 심볼 수이다. 변조 단계가 높아질수록 $\Delta r_X(0)$ 는 커지고, 동시에 오차 심볼이 증가하므로 제안한 SNR 추정 오차가 커진다. 그러므로 오차 심볼은 식 (23)과 같이 BER 성능과 관계가 있고, 제안한 SNR 추정 방법은 BER 성능에 영향을 받는다.

$$EBN(\text{error bit number}) = \log_2(M) \cdot BER \cdot N = E_n^{pq} + E_n^{qp} \quad (23)$$

여기서 N 은 추정에 사용되는 데이터 수이고, OFDM 시스템에서는 블록 단위 SNR 추정을 가정한다면 N 은 부반송파 수 K 이다.

복조 후 판별 신호의 자기 상관 값을 고려한 SNR 추정 식은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\tilde{\rho} = \frac{S}{N} = \frac{r_X(0) + \Delta r_X(0)}{r_Y(0) - \{r_X(0) + \Delta r_X(0)\}}. \quad (24)$$

IV. 시뮬레이션 결과와 논의

본 논문에서 SNR 추정 성능을 보이기 위한 시뮬레이션 조건은 K 또는 N 이 1,024, 변조 레벨은 4/16/64QAM, 플랫 페이딩(flat fading) 채널을 고려하였다. 여기서 K 는 OFDM 시스템의 부반송파 수이고, N 은 다른 SNR 추정기들의 데이터 수이다. 또한, 본 논문에서는 제안한 SNR 추정 방법의 성능을 M_2M_4 , M_6 SNR 추정 방법과 비교하였다^{[5],[6]}. 또한, 본 논문에서는 -10 dB부터 30 dB까지 광범위한 SNR과 다양한 QAM 변조 방식에 대하여 수신 신호의 SNR을 추정한다.

그림 3과 4는 다양한 QAM 신호에 대한 제안한 SNR 추정 방법의 평균 추정 SNR, NMSE 성능 곡선

그림 3. MQAM에서 제안한 SNR 추정 방법의 SNR 대 평균 추정 SNR($K=1,024$)

Fig. 3. SNR versus mean estimate SNR of proposed SNR estimation in MQAM($K=1,024$).

그림 4. MQAM에서 제안한 SNR 추정 방법의 SNR 대 NMSE($K=1,024$)

Fig. 4. SNR versus NMSE of proposed SNR estimation in MQAM($K=1,024$).

이다. 4QAM 변조 레벨에서 제안한 SNR 추정 방법은 거의 unbiased SNR 곡선과 거의 일치한다. 이것은 QPSK 신호에서 판별 후 신호의 자기 상관관은 오차와 관계 없이 항상 2이기 때문에 이상적인 SNR 추정 성능을 갖는다. 16QAM 신호에서 제안한 SNR 추정 방법은 16QAM 신호가 갖는 BER 특성에 따라 비트 오류에 영향을 받아 자기 상관 계산에 오차가 발생하지만, 플랫 페이딩 채널에서 실제 자기 상관 값의 변화에 영향을 주는 심볼의 수(절대값 $1 \rightarrow 3$, $3 \rightarrow 1$ 이 되는 경우)가 10 ± 2 개 안이기 때문에 추정 성능에 큰 영향을 주지 않는다. 64QAM 신호에서도 제안한

그림 5. MQAM에서 M_2M_4 , M_6 SNR 추정 방법의 SNR 대 평균 추정 SNR($K=1,024$)

Fig. 5. SNR vs. mean estimate SNR of M_2M_4 , M_6 SNR estimation in MQAM($K=1,024$).

그림 6. MQAM에서 M_2M_4 , M_6 SNR 추정 방법의 SNR 대 NMSE($K=1,024$)

Fig. 6. SNR versus NMSE of M_2M_4 , M_6 SNR estimation in MQAM($K=1,024$).

알고리즘의 성능은 ML 추정 방법처럼 unbiased SNR 값에 거의 근접한 추정 성능을 보인다.

NMSE 성능 측면에서도 제안한 SNR 추정 방법은 4QAM 신호에 대해 CRLB(Cramer-Rao Lower Bound)^[9]와 비슷한 성능을 가지며, $-10 \sim 30$ dB의 광범위한 SNR 범위에 대하여 0.05 이하의 NMSE를 갖는 것을 알 수 있다. 16QAM, 64QAM 신호에 대해서도 제안한 SNR 추정 기법은 $0 \sim 25$ dB SNR 구간에서 0.1 이하의 NMSE 값을 갖기 때문에 고차원 QAM에서도 비교적 안정적인 성능을 보이는 것을 확인하였다. 하지만 제안한 알고리즘도 25 dB 이상의 SNR에서

추정 성능이 약간 열화되는 현상을 보인다. 이것은 제안한 알고리즘도 본 논문에서 비교한 다른 SNR 추정 방식들처럼 2차 통계 신호를 사용하기 때문에 SNR이 커질수록 잡음 전력이 작아지면서 잡음의 통계 특성에 오차가 발생한다.

그림 5와 6는 4/16/64QAM 신호에 대한 본 논문에서 비교 대상으로 삼은 M_2M_4 , M_6 SNR 추정 방법의 평균 추정 SNR, NMSE 성능 곡선이다. M_2M_4 SNR 추정 방식은 BPSK나 QPSK처럼 간단한 변조 방식을 위한 EVB(Envelope Based) 추정이 가능한 SNR 추정 방식으로 QPSK에서 -5 dB부터 높은 SNR의 신호까지 추정이 가능하다. 하지만 M_2M_4 는 위상이 다양하고, 진폭 레벨이 4개 이상인 16/64QAM 신호에 대하여 추정 성능이 현저히 떨어지는 것을 볼 수 있다. M_6 SNR 추정 방법은 이런 M_2M_4 방법의 위상 정보와 진폭 정보를 추정하도록 보완한 방식으로, 시뮬레이션 결과에서 보면 16QAM 이상이 신호에 대하여 SNR 추정 성능이 개선된다. 하지만 M_6 SNR 추정 방법은 성상도 상수의 최적화에 따라 성능이 달라지고, 이 방법 역시 신호의 6차, 3차, 2차, 1차 모멘트 통계 특성을 이용하기 때문에 높은 SNR에서 성능 열화가 발생한다.

표 1은 QAM 방식의 AM 시스템이 동작하기 위한 변조 방식 전환점이다. 본 논문에서 고려한 AM 시스템은 10^{-4} 요구 BER을 만족하도록 설계하였다. 그러므로 변조 방식 전환점은 각 변조 신호가 요구 BER 이하의 성능을 갖는 점으로 설정한다.

그림 7은 각 SNR 추정 방법의 평균 BER 성능이다. 본 논문에서 AM 시스템은 10^{-4} 이하의 BER 성능을 갖도록 설계하였기 때문에 각 변조 레벨 전환점 및 모든 SNR 범위에 대하여 요구 BER을 만족한다. 각 변환점에서 수신된 평균 BER은 추정된 SNR이 n 모드와 $n+1$ 전송 모드를 선택하게 될 확률

표 1. 변조 방식 전환점 SNR(SSP) 레벨

Table 1. The modulation switching SNR point(SSP).

Region(mode, n)	1	2	3	4
Modulation	No Trans.	4QAM	16QAM	64QAM
Switching SNR point 1 (dB, Flat fading channel)	0	8.6	12.9	16.9

그림 7. AM 시스템에서 각 추정기의 평균 BER 성능(flat fading 채널, Mode=4)

Fig. 7. Average BER performance of each estimators (flat fading channel, Mode=4).

그림 8. AM 시스템에서 각 추정기의 최소 BER 성능(flat fading 채널, Mode=4)

Fig. 8. Minimum BER performance of each estimators (flat fading channel, Mode=4).

과 그에 해당하는 BER의 평균으로 결정된다. 16.9 dB 이상의 SNR에 대하여 본 논문의 모드 선택기는 항상 64QAM 신호를 전송한다. 이 때 각 SNR 추정기들은 그림 4와 6의 MSE 결과를 반영하여 SNR을 추정하게 되는데, 제안된 SNR 추정 방법은 다른 두 가지에 비해 64QAM 신호에 대하여도 0, 1 이하의 MSE를 가질 만큼 비교적 안정적이기 때문에, 그림 7과 8에 보이듯이 제안한 알고리즘은 높은 SNR에 대하여 다른 추정기들에 비해 성능이 우수하다.

그림 8은 예측 SNR, 즉 추정된 SNR에서 예측 오

차를 최대로 반영한 BER 성능이다. 예를 들어, 8.6 dB 이하의 수신 SNR을 갖는 신호가 추정 오차로 인해 8.6 dB 이상의 SNR로 추정되었을 경우, 정확한 SNR을 추정하였다면 다음 전송 모드에서는 신호를 전송하지 않아야 하지만, 추정 오차로 인해 4QAM 신호를 전송하고, 실제 채널의 수신 감도는 8.6 dB 이하이므로 10^{-4} 보다 BER 성능이 열화된다. S_1 변환점에서는 각 SNR 추정기들이 모두 0.05 이하의 NMSE 성능을 갖기 때문에 거의 정확한 SNR 추정하기 때문에 성능 열화가 없다. 하지만, S_2 , S_3 변환점에서 각 추정기들은 16QAM 신호와 64AM 신호로부터 SNR을 추정해 내야 하기 때문에 추정 오차가 많이 발생하게 되어 최소 BER 성능이 열화된다.

그림 9는 예측 SNR에서 각 SNR 추정기가 추정 오차를 최대로 반영할 때의 최소 데이터 처리율이다. 그림 9의 시뮬레이션 결과는 그림 8의 최소 BER 성능에 대한 유용 데이터 처리율이다. Bound 곡선은 플랫 페이딩 채널에서 각 변환점의 정확한 SNR 정보에 대한 평균 데이터 처리율이다. 제안한 SNR 추정 방법의 경우 4QAM, 16QAM, 64QAM 신호에 대해 0.1 이하의 NMSE 성능을 갖기 때문에 추정 오차가 매우 적다. 그러므로 제안한 SNR 추정 방법은 각 변환점에서 10^{-4} 이하의 최소 BER을 만족하기 때문에 최소 처리율에서 거의 손실이 없다. 하지만 다른 SNR 추정기들은 16QAM, 64QAM 신호를 이용하여

그림 9. AM 시스템에서 각 SNR 추정기의 최소 처리율(flat fading 채널, Mode=4)

Fig. 9. Minimum throughput of each SNR estimators (flat fading channel, Mode=4).

SNR을 추정할 경우 SNR 추정 오차가 커지기 때문에 전송 모드 3 이상의 SNR에 대하여 최소 처리율 성능이 열화된다. 시뮬레이션 결과에서 보이듯이 제안한 SNR 추정 방법은 S_3 변환점에서 M_2M_4 보다 약 2.4 bps/Hz, M_6 보다 1.3 bps/Hz 정도 높은 전송률을 갖는다.

V. 결 론

본 논문에서는 효과적인 적응 변조를 위하여 QAM 방식 AM 시스템에서 SNR 추정 성능의 평균 BER과 최소 BER 및 최소 데이터 처리율을 통한 링크 적응도를 분석하였다. 또한, 본 논문에서는 decision feedback 신호의 자기 상관 기반의 SNR 추정 방법 및 기존의 SNR 추정 방법들을 AM 시스템에 적용하여 각 변조 레벨 변환 점에서 SNR 추정 성능에 따라 결정되는 AM 시스템의 성능 변화를 확인하였다. 제안한 SNR 추정 방법은 QPSK와 QAM 신호에 대해 CRLB와 비슷한 성능을 가지며, $-10 \sim 30$ dB의 광범위한 SNR 범위에 대하여 0.05 이하의 NMSE를 갖는다. 본 논문에서 AM 시스템은 10^{-4} 이하의 BER 성능을 갖도록 설계하였기 때문에 각 SNR 추정 방법은 각각 변조 레벨 전환점 및 모든 SNR 범위에 대하여 요구 BER을 만족하였다. 하지만 예측 SNR에 대한 최소 BER 성능에 대하여 S_1 변환점에서 각 SNR 추정기들이 모두 0.05 이하의 NMSE 성능을 갖기 때문에 거의 정확한 SNR 추정해내지만, S_2 , S_3 변환점에서 제안한 방식을 제외하고는 최소 BER 성능이 각 SNR 추정 방법의 NMSE 성능에 따라 열화된다. 또한, 제안한 SNR 추정 방법은 S_3 변환점에서 M_2M_4 보다 약 2.4 bps/Hz, M_6 보다 1.3 bps/Hz 정도 높은 전송률을 갖는다.

참 고 문 헌

[1] G. Albertazzi, S. Cioni, G. Corazza, M. Neri, R. Pedone, P. Salmi, A. Vanelli-Coralli, and M. Villanti, "On the adaptive DVB-S2 physical layer: Design and performance", *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 12, no. 6, pp. 62-68, Dec. 2005.

[2] A. Svensson, "An introduction to adaptive QAM mo-

dulation schemes for known and predicted channels", *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 12, pp. 2322-2336, Dec. 2007.

[3] K. M. Kamath, D. L. Goeckel, "Adaptive-modulation schemes for minimum outage probability in wireless systems", *IEEE Transactions on Commun.*, vol. 52, no. 10, pp. 1632-1635, Oct. 2004.

[4] S. Falahari, A. Svensson, T. Ekman, and M. Sternad, "Adaptive modulation systems for predicted wireless channels", *IEEE Transactions on Commun.*, vol. 52, no. 2, pp. 307-316, Feb. 2004.

[5] D. R. Pauluzzi, N. C. Beaulieu, "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel", *IEEE Transactions on Commun.*, vol. 48, no. 10, pp. 1680-1691, Oct. 2000.

[6] R. López-Valcarce, C. Mosquera, "Sixth-order statistics-based nondata-aided SNR estimation", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 4, pp. 351-353, Apr. 2007.

[7] M. Álvarez-Díaz, R. López-Valcarce, and C. Mosquera, "SNR estimation for multilevel constellations using higher-order moments", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 3, Part 2, pp. 1515-1526, Mar. 2010.

[8] A. Stephenne, F. Bellili, and S. Affes, "Moment-based SNR estimation over linearly-modulated wireless SIMO channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 714-722, Feb. 2010.

[9] W. Gappmair, R. López-Valcarce, and C. Mosquera, "Cramer-Rao lower bound and EM algorithm for envelope-based SNR estimation of nonconstant modulus constellations", *IEEE Transactions on Commun.*, vol. 57, no. 6, pp. 1622-1627, Jun. 2009.

[10] H. Hayes, *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, John Wiley, 1996.

[11] H. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory*, vol. 1, New York, Wiley, 1968.

[12] R. van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, 2000.

김 선 애

2005년 8월: 충북대학교 전기전자
컴퓨터공학부 (공학사)

2005년 9월~2007년 8월: 충북대학
교 전자공학과 (공학석사)

2008년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 박사과정

[주 관심분야] 무선 통신 시스템, 위
성 통신, B3G/4G 이동 통신 시스템, 전력선 통신 등

유 흥 균

1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 교수

2002년 3월~2004년 2월: 충북대학
교 컴퓨터정보통신연구소 소장

1996년~현재: IEEE, IET 논문 심사
위원

2002년: 한국전자파학회 학술상 수상

2008년: ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상

2009년: SPACOMM 2009 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상

[주 관심분야] 무선 통신 시스템, 위성 통신, B3G/4G 이동
통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리 등