

OFDM 시스템에서 Decision Feedback 신호의 상관 관계를 이용하는 SNR 추정

SNR Estimation Based on Correlation of Decision Feedback Signal in OFDM System

김선애 · 유흥균 · 이승준* · 고동국*

Seon-Ae Kim · Heung-Gyoon Ryu · Seung-Jun Lee* · Dong-Kuk Ko*

요 약

채널의 상태가 변하는 전송 환경에서 수신된 신호에 대한 잡음비를 추정하여, 보다 효율적으로 신호를 전송하는 것은 현대 통신 시스템에서 중요한 기술이다. 기존 NDA(Non-Data-Aided) SNR 추정 방법은 M진 APSK 또는 같은 고차원 신호의 SNR 추정 성능이 떨어진다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 블록 단위 수신 신호의 영점 자기 상관과 decision feedback 신호의 자기 상관 및 상호 상관을 이용하는 SNR 추정 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안한 방법은 decision feedback 신호의 2차 모멘트인 영점 자기 상관을 이용하여 SNR을 추정하는 Type 1 방식과 4차 모멘트 성질을 갖고 있는 영점 자기 상관과 상호 상관을 이용한 Type 2 방식이다. 이 두 가지 SNR 추정 방식은 OFDM 시스템에서 블록 단위 수신을 할 때, 신호의 상관 관계에 기반을 두고 있어 SNR 추정 방법의 실용적인 구현이 가능하게 하고, decision feedback 신호를 사용함으로써 QAM 신호에서도 종전의 SNR 추정 방식들보다 비교적 안정적인 추정 성능을 보인다. 또한, decision feedback 신호를 사용할 때 자기 상관과 상호 상관의 오차에 따른 SNR 추정 식을 수식적으로 유도한다. 그리고 Monte Carlo 시뮬레이션을 통해 제안한 SNR 추정 방법의 성능을 확인한다.

Abstract

In the channel-varying environment, it is very important to estimate the signal to noise ratio(SNR) of received signal and to transmit the signal effectively for the modern communication system. The performance of existing non-data-aided (NDA) SNR estimation methods are substantially degraded for high level modulation scheme such as M-ary APSK or QAM. In this paper, we propose a SNR estimation method which uses zero point auto-correlation of received signal per block and auto-/cross- correlation of decision feedback signal in OFDM system. Proposed method can be studied into two Types; Type 1 can estimate SNR by zero point auto-correlation of decision feedback signal based on the second moment property. Type 2 uses both zero point auto-correlation and cross-correlation based on the fourth moment property. In block-by-block reception of OFDM system, these two SNR estimation methods can be possible for the practical implementation due to correlation based the estimation method and they show more stable estimation performance than the previous SNR estimation methods. Also, we mathematically derive the SNR estimation expression according to computational difference of auto-/cross-correlation. Finally, Monte Carlo simulations are used to verify the proposed method.

Key words : SNR Estimation, OFDM, QAM, Correlation-Based Estimation

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

*LIG넥스원 통신연구센터(Communication R/D Center, LIG Nex1 Co.)

· 논문 번호 : 20100512-060

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

· 수정완료일자 : 2010년 7월 28일

I. 서 론

현대 통신 시스템들은 변하는 채널의 상태에서 시스템의 최적 성능을 만족하기 위해, 여러 가지 수신기 최적화 알고리즘들이 SNR에 대한 정보를 요구한다. 현재 적응형 전송 방식은 위성 방송 서비스의 차세대 표준인 DVB-S2에 적응형 변복조 및 부호화 방식 기술로 채택되었다^[1]. 이러한 적응형 전송은 정확한 채널 상태의 파악과 적절한 전송 제원 할당을 포함하는 제어 시스템을 요구한다. 특히, 채널 상태 파악을 위한 SNR 추정 알고리즘은 시간에 따라 변화하는 통신 채널의 특성상 간결하고 정확해야 한다.

현존하는 SNR 추정 방법은 크게 송신한 심볼의 정보를 수신기에서 이용하는 DA(Data-Aided) 방식과 이런 송신 정보를 필요로 하지 않는 NDA(Non-Data-Aided) 방식이 있다. 또한, DA 방식 중에는 추가적인 송신 심볼을 전송하지 않고 디코더의 출력 신호를 사용하는 DD(Decision Directed) 방식이 있다. DA 추정 방식에는 대표적으로 ML(Maximum Likelihood)가 있으며, NDA 추정 방식에는 SNV(Squared signal-to-Noise Variance), 2차~4차 모멘트 응용 기법(M_2M_4 : second-and fourth-order moments), SVR(Signal-to-Variance Ratio) 기법들이 제안되었다^{[2]~[4]}. ML SNR 추정 방식은 SNR 추정 성능이 매우 뛰어나지만 부가적인 데이터가 필요하고, upsample 수에 의해 SNR 추정 성능이 달라진다. 기존의 EVB(Envelope-Based) 추정 방식이 수신 신호의 크기만을 고려하는 것에 비해, 고차원의 신호들은 I/Q(In-phase and Quadrature) 기반의 추정 방식을 요구한다. I/Q 기반의 추정 방식은 수신 신호의 in-phase 성분과 quadrature 성분을 모두 사용하고, 정확한 동기 검출을 요구한다. 그러므로, BPSK와 같이 간단한 변조 신호와 M-ary APSK 또는 QAM 같은 변조 신호를 비교하면, 고차원으로 갈수록 SNR의 추정은 점점 더 어려워진다.

그러므로 본 논문에서는 고차원 신호에 대하여 기존의 SNR 추정 방법들과 비교해 추정 성능이 향상되고 실용적이며 구현이 가능한 SNR 추정 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 SNR 추정 방법은 OFDM 시스템에서 블록 단위 수신 신호의 영점 자기 상관과 decision feedback 신호의 자기 상관 및 상

호 상관을 이용하는 방식이다. 일반적으로 NDA 방식의 SNR 추정 방법들은 정합 필터 후에 2차 통계 특성을 이용하여 SNR을 추정하지만^{[2]~[4]}, 본 논문에서 제안한 방식은 decision 후의 신호를 이용하여 송신 신호의 통계 특성을 대신하도록 한다. 이 과정에서 고차원 신호의 비교적 낮은 SNR에서도 더 정확하게 SNR을 추정해 내기 위하여 수신 신호의 자기 상관 및 decision feedback 신호의 자기 상관, 수신 신호와 판별 신호 사이의 상호 상관을 이용한다. 복조 후의 판별 신호를 이용하여 SNR을 추정할 경우, 판별 후 신호는 채널과 시스템의 불일치 등의 영향으로 인한 에러를 포함하고 있다. 상관 관계에 의한 SNR 추정 방식을 사용할 경우, SNR 추정뿐 아니라 시스템의 동기 확보 및 오프셋 추정 등에서도 이득을 얻을 수 있다.

본 논문에서 제안한 방법은 2차 모멘트 성질을 갖고 있는 영점에서의 자기 상관을 이용하여 SNR을 추정하는 Type 1 방식과 4차 모멘트 성질을 갖고 있는 영점 자기 상관과 상호 상관을 이용한 Type 2 방식이다. 두 방식 모두 decision feedback 방식의 판별 후 신호를 이용하며, OFDM 시스템에서 블록 단위로 SNR을 추정한다. 특히, 본 논문에서는 송신 신호 대신 decision 후의 신호의 통계 특성을 사용하는 과정에서 OFDM처럼 FFT 크기의 제한으로 인해 블록 단위로 SNR을 계산해야 하는 시스템들이 순시 통계 특성을 갖는 것을 고려하여, 제한된 심볼 수 안에서 decision feedback 신호의 통계 특성과 송신 신호의 통계 특성의 차이를 수학적식으로 계산한다. QAM 신호는 일정한 단위 정상도를 갖지 않는 변조 방식으로 EVB 추정 방식을 적용하기 어려워 추정 방법이 복잡해지고 많은 처리 과정이 필요하다^{[2]~[8]}. 하지만 본 논문에서 제안하는 추정 방식은 자기 상관과 상호 상관의 오차가 비트 오류에 따라 결정되므로, 비교적 안정적인 SNR 추정 성능을 보이며 간단하다.

본 논문은 다음과 같이 구성한다. 2장에서 자기 상관과 상호 상관을 이용한 SNR 추정을 설명하고, 3장에서는 OFDM 시스템에서 제안한 SNR 추정 방법의 수식적인 유도과 알고리즘을 소개한다. 그리고 4장에서 서비스 중인 다른 SNR 추정 기법들과 그 성능을 비교하고 논의한다.

II. 자기 상관을 이용한 SNR 추정

AWGN 통신 채널에 있어서 수신기의 front-end에서 수신된 신호는 다음과 같이 고려할 수 있다^[5].

$$y(n) = x(n) + w(n) \quad (1)$$

여기서 $x(n)$, $y(n)$ 은 각각 송신, 수신 신호이고, $w(n)$ 은 영점 평균을 갖는 가산 백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)이고, 신호와 상관되지 않는다. 이 경우에 측정된 데이터의 자기 상관 $y(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$r_y(k, l) = r_x(k, l) + r_w(k, l) \quad (2)$$

$y(n)$ 은 wide-sense stationary random process이고, 이것의 자기 상관 $r_y(k, l)$ 은 $m=k-l$ 만큼의 차이를 갖는다. 그러므로 위의 식은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$r_y(m) = r_x(m) + r_w(m) \quad (3)$$

식 (1)의 영점 평균 AWGN $w(n)$ 은 불규칙한 부분이기 때문에 이 프로세스는 $m=0$ 를 제외한 모든 부분에서 그것들끼리 비상관 관계를 갖는다. 그것의 자기 상관 시퀀스(Autocorrelation Sequence: ACS)는 다음과 같은 형식을 따른다.

$$r_w(m) = \sigma^2 \delta(m) \quad (4)$$

여기서 σ^2 은 잡음의 분산값이고, $\delta(m)$ 은 discrete delta sequence이다. $y(n)$ 의 자기 상관 시퀀스는 m 의 conjugate symmetric function이고, $r_y(m) = r_y^*(-m)$ 이다. $m=0$ 에서 upper bounded 진폭을 갖는다. 식 (1)의 AWGN 잡음은 수신 신호의 모든 신호에 영향을 주는 백색 잡음이며, AWGN 잡음은 영점 오프셋 샘플에 자기 상관이 집중되고, 나머지 샘플에서는 상관이 작다. 이 때문에 AWGN 시스템에서 수신 신호 $r_y(m)$ 추정 시 잡음 분산 추정을 쉽게 한다.

그러므로 수신된 신호의 SNR은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\rho = \frac{E[|x(n)|^2]}{\sigma^2} \quad (5)$$

2-1 자기 상관 SNR 추정 방법 Type I

본 논문에서는 수신 신호의 2차 모멘트를 기반으

로 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^{[2]-[4]}.

$$r_x(0) = E[x(n)x^*(n)] = 2a^2 = S \quad (6)$$

$$r_y(0) = E[y(n)y^*(n)] = 2a^2 + 2\sigma^2 = S + N \quad (7)$$

$x(n)$ 과 $y(n)$ 의 영점 자기 상관 값은 송신 신호와 수신 신호의 전력이다. 식 (3)과 (4)에 의해 잡음 전력은 $r_w(0) = r_y(0) - r_x(0)$ 이다. 그러므로, 식 (5)의 SNR은 자기 상관을 이용하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\hat{\rho} = \frac{S}{N} = \frac{r_x(0)}{r_y(0) - r_x(0)} \quad (8)$$

2-2 자기 상관 SNR 추정 방법 Type II

Type 2 SNR 추정 방법은 수신 신호의 4차 모멘트를 기반으로 수신 신호의 영점 자기 상관 및 송수신 신호의 영점 상호 상관 관계를 이용하여 SNR을 추정하는 방식이다. 식 (9)와 식 (10)은 송수신 신호의 영점 자기 상관의 제곱으로 4차 모멘트이다.

$$r_x^2(0) = E[x(n)x^*(n)]^2 = S^2 \quad (9)$$

$$r_y^2(0) = E[y(n)y^*(n)]^2 = (S + N)^2 \quad (10)$$

$$r_{xy}^2(0) = E[x(n)y^*(n)]^2 = S(S + N) \quad (11)$$

4차 모멘트 기반의 SNR은 송신 신호의 자기 상관과 상호 상관 관계로 다음과 같이 유도된다.

$$\frac{r_x^2(0)}{r_y^2(0) - 2r_{xy}^2(0) + r_x^2(0)} = \frac{S^2}{S^2 + N^2 - 2S^2 + S^2} = \frac{S^2}{N^2} \quad (12)$$

그러므로 상관 관계 기반 Type 2 SNR 추정 방법의 최종 SNR은 식 (13)과 같다.

$$\hat{\rho} = \frac{S}{N} = \sqrt{\frac{r_x^2(0)}{r_y^2(0) - 2r_{xy}^2(0) + r_x^2(0)}} \quad (13)$$

III. 자기 상관을 이용한 NDA SNR 추정

입력 데이터가 신호 생성 블록으로 들어가 QPSK 나 QAM과 같은 복소 데이터 심볼이 되고, 직렬로 들어온 데이터를 부반송파 수인 K 만큼 병렬로 변환하여 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한다. 그러면 일반적인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)의 송신 신호는 식 (14)와 같이 표현된다.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} X_k \cdot e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{K-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{KT_s} kt} \quad (14)$$

여기서 K 는 총 부반송파의 개수, T_s 는 심볼 주기이고, 부반송파의 주파수는 $f_k = k/KT_s$ 이고, $t = n \cdot T_s$ 이다 ($n=0, \dots, K-1$). 또한, X_k 는 k 번째 부반송파에서 데이터 심볼이다.

송신 신호 $x(t)$ 는 다음과 같은 이산 신호로 표현이 가능하다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{K} kn} \quad (15)$$

시스템 분석을 간단히 하기 위해 통신 채널은 AWGN으로 가정한다.

$$r(n) = x(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (16)$$

여기서 $w(n)$ 은 AWGN 성분이다. 수식적인 분석을 위해 AWGN 채널만을 고려하였을 때, 채널 응답 $h(n) = 1$, 위상 동기가 완전히 이루어진 것으로 가정한다. Cyclic prefix를 제거하고, FFT를 통과한 후 k 번째 부반송파에서 신호는 식 (17)이다.

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n \in K} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{K} kn} = X_k + N_k \quad (17)$$

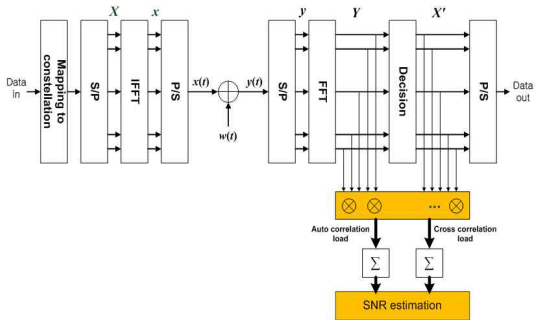


그림 1. OFDM 시스템에서 SNR 추정 방법
Fig. 1. SNR estimation method in OFDM system.

3-1 송신 신호의 자기 상관과 SNR 추정

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

$$r_x(0) = r_{x'}(0) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |X_k|^2 = 2, \quad \forall \text{ QPSK signal} \quad (18)$$

$$r_x(0) = \frac{1}{K} \left(\sum_{n_{c1}=1}^{N_{c1}} |X_{n_{c1}}|^2 + \sum_{n_{c2}=1}^{N_{c2}} |X_{n_{c2}}|^2 + \sum_{n_{c3}=1}^{N_{c3}} |X_{n_{c3}}|^2 \right), \quad \forall 16\text{-QAM signal} \quad (19)$$

$$r_x(0) = \frac{1}{K} \left(\sum_{n_{c1}=1}^{N_{c1}} |X_{n_{c1}}|^2 + \sum_{n_{c2}=1}^{N_{c2}} |X_{n_{c2}}|^2 + \sum_{n_{c3}=1}^{N_{c3}} |X_{n_{c3}}|^2 + \sum_{n_{c4}=1}^{N_{c4}} |X_{n_{c4}}|^2 + L \right), \quad \forall M\text{-QAM signal} \quad (20)$$

여기서 $r_x(0)$ 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 (18)의 값을 사용한다. 그러나 M-QAM($M \geq 16$ 일 경우) 신호는 다층 성상도 (multilevel constellation)를 갖기 때문에 송신 신호의 불규칙한 발생으로 고정적이지 않은 자기 상관 값을 갖는다. 여기서 N_{c1}, N_{c2}, N_{c3} 는 다층 성상도에서 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.

$$r_{x'}(0) = \sum \left(\begin{matrix} \text{corrected} \\ \text{decision} \\ \text{signal} \end{matrix} \right)^2 + \sum (\pm 1 \rightarrow \pm 3)^2 - \sum (\pm 3 \rightarrow \pm 1)^2 = \sum_{c_d=1}^{N-(E_u^{13}+E_u^{31})} (X_{c_d}')^2 + \sum_{e=1}^{E_u^{13}} (X_e')^2 - \sum_{e=1}^{E_u^{31}} (X_e')^2, \quad \forall 16\text{-QAM} \quad (21)$$

M-QAM 신호의 복조 후 판별 신호의 자기 상관 값은 송신 신호의 자기 상관 값과 오차로 신호만큼 차이를 갖는다. 식 (21)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 N 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 절대 값으로 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 (22)과 (23)으로 일반화할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta r_x(0) &= r_x(0) - r_{x'}(0) \\ &= \left(\sum_{e=1}^{E_n^{13}} 3^2 - 1^2 \right) + \left(\sum_{e=1}^{E_n^{31}} 1^2 - 3^2 \right), \quad \forall 16\text{-QAM} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \Delta r_x(0) &= \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left\{ E_n^{pq} \times \left[\sum_{k=2i-1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left(\begin{matrix} 2k+1 \\ =p \end{matrix} \right)^2 - \left(\begin{matrix} 2i-1 \\ =q \end{matrix} \right)^2 \right] \right\} \\ &+ \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left\{ E_n^{qp} \times \left[\sum_{k=2i-1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} (2i-1)^2 - (2k+1)^2 \right] \right\}, \\ &\quad \forall M\text{-QAM} \end{aligned} \quad (23)$$

여기서 $p=2k+1$, $q=2i-1$ 은 각각 M-QAM 신호의 각 층의 심볼이고, $p>q$ 이다. M 은 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 (24)와 같이 BER 성능과 관계가 있고, 제안한 SNR 추정 방법은 BER 성능에 영향을 받는다.

$$\begin{aligned} EBN(\text{error bit number}) &= \log_2(M) \cdot BER \cdot N_{\text{sampler}} \\ &= E_n^{pq} + E_n^{qp} \end{aligned} \quad (24)$$

여기서 N_{sample} 은 추정에 사용되는 샘플 수이고, OFDM 시스템에서는 블록 단위 SNR 추정을 가정한다면, N_{sample} 은 부반송과 수 K 이다.

복조 후 판별 신호의 자기 상관 값을 고려한 SNR 추정은 Type 1, Type 2에서 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\hat{\beta} = \frac{S}{N} = \frac{r_x(0) + \Delta r_x(0)}{r_y(0) - \{r_x(0) + \Delta r_x(0)\}}, \quad \text{for Type 1} \quad (25)$$

$$\hat{\beta} = \sqrt{\frac{\{r_x(0) + \Delta r_x(0)\}^2}{r_y^2(0) - 2r_{xy}(0) + \{r_x(0) + \Delta r_x(0)\}^2}}, \quad \text{for Type 2} \quad (26)$$

Type 2 SNR 추정 방식은 상호 상관 값을 이용하여 SNR을 추정할 때, 복조 후 판별 신호를 사용하여 상호 상관 값을 계산하기 때문에 X_k 의 오차 심볼은 상호 상관 값에도 영향을 주어 SNR 추정 성능을 변화시킨다.

3-2 송수신 신호의 상호 상관

복조 후의 판별 신호를 이용하여 SNR을 추정할 경우, 판별 후 신호는 채널과 시스템의 mismatch 등의 영향으로 인한 에러를 포함하고 있다. 상관 관계에 의한 SNR 추정 방식을 사용할 경우, SNR 추정뿐 아니라 시스템의 동기 확보 및 오프셋 추정 등에서도 이득을 얻을 수 있다. 앞 섹션에서 판별 후 신호의 자기 상관 오차를 계산한 것과 같이, 판별 후 신호와 수신 신호의 상호 상관 오차도 다음과 같이 계산이 가능하다.

$$\begin{aligned} r_{xy}(0) &= E[X(n)Y^*(n)] = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X_k Y_k^* \\ r_{x'y'}(0) &= E[X'(n)Y'^*(n)] = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X'_k Y_k^* \\ \Delta r_{xy}(0) &= r_{xy}(0) - r_{x'y'}(0) \\ &= E_n^{pq} \left\{ \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left[\sum_{k=2i-1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} ((2k+1) - (2i-1)) \cdot Y_e \right] \right\} \\ &+ E_n^{qp} \left\{ \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left[\sum_{k=2i-1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} ((2i+1) - (2k-1)) \cdot Y_e \right] \right\} \end{aligned} \quad (27)$$

여기서 $p=2k+1$, $q=2i-1$ 는 마찬가지로 각각 M-QAM 신호의 각 층의 심볼이고, $p>q$ 이다. Y_e 는 오차가 발생한 심볼에 해당하는 수신 신호, 즉 판별 전 신호 Y_k 중 오류가 발생한 심볼에 해당하는 수신 신호이다($Y_e \in Y_k$).

그러므로 판별 후 신호의 오차를 포함한 상호 상관 기반 Type 2 SNR 추정 방법의 수신 신호의 최종 SNR은 식 (28)과 같이 결정된다.

$$\hat{\rho} = \sqrt{\frac{\{r_x(0) + \Delta r_x(0)\}^2}{r_y^2(0) - 2\{r_{xy}(0) + \Delta r_{xy}(0)\} + \{r_x(0) + \Delta r_x(0)\}^2}} \quad (28)$$

IV. 시뮬레이션 결과와 논의

먼저 SNR 추정 기법의 성능 평가하기 위해 MSE (Mean-Squared-Error)를 사용한다. 좋은 SNR 추정 기법은 unbiased 상태에 가깝고, 작은 분산을 갖는다. 통계적인 정규 MSE(NMSE: Normalized Mean-Squared-Error)는 SNR 추정의 바이어스 또는 분산을 모두 반영하고 다음과 같이 주어진다.

$$MSE\{\hat{\rho}\} = E\left\{\left(\frac{\hat{\rho} - \rho}{\rho}\right)^2\right\} \quad (29)$$

여기서 $\hat{\rho}$ 는 SNR의 추정 값이고, ρ 는 실제 SNR 값이다.

본 논문에서는 제안한 SNR 추정 방법의 성능을 평가하기 위해 다음과 같은 사항을 고려하여 시뮬레이션 하였다. AWGN SISO(Single Input Single Output) 채널을 고려하였고, 충분한 추정 데이터 사용을 위해 부반송파 수 또는 추정 샘플 수(K)는 기본적으로 1,024이다. 또한 본 논문에서는 -10 dB부터 30 dB 까지 광범위한 SNR과 다양한 QAM 변조 방식에 대하여 수신 신호의 SNR을 추정한다. 또한, 본 논문에서는 기존의 SNR 추정 방식들과의 성능 비교를 위하여 모멘트 기반 SNR 추정 방법(moment-based: M_2, M_4, M_6)^{[2]-[7]}의 성능을 같이 보인다. 하지만 이 기법들의 대부분은 정합 필터의 출력에서 수신된 신호로부터 SNR 값을 추정한다. 이러한 추정기는 정합 필터 출력에서 부호화 간섭(ISI: Inter-Symbol Interference)가 없고, 완벽한 주파수와 심볼 동기가 이루어진다는 것을 가정하고 있다. 또한, 선형 예측 기반 (Linear Prediction: LP) SNR 추정 방법^[5]의 성능도 보인다. 이 SNR 추정 방법은 수신기의 front-end에서 모아진 데이터들을 이용하기 때문에 비교적 안정된 SNR 추정 성능을 보이지만, SNR 값과 AWGN의 전력을 찾기 위해 modified-covariance 알고리즘을 이용해 선형 예측 상수를 얻기 때문에 이 과정에서 자기 상관을 찾기 위한 계산 복잡도가 매우 증가한다.

그림 2는 16QAM-OFDM 시스템에서 제안한 SNR 추정 방법의 실험값과 이상적인 값의 평균 SNR 추정(mean SNR estimate) 성능이다. 4QAM 또는 QPSK에서 제안한 SNR 추정 방법은 수신 신호의 자기 상관 값에 변화를 주지 않기 때문에 같은 성능을 보이지만, 변조 레벨이 높아질수록 제안한 SNR 추정 방식은 판별 후 신호 정보를 이용하여 자기 상관 또는

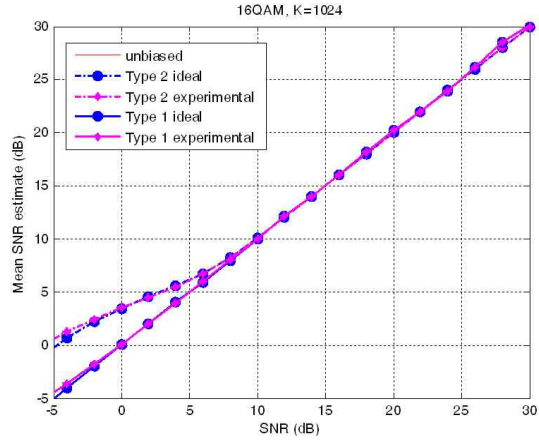


그림 2. 실험값과 이상적인 값의 평균 SNR 추정(16 QAM, K=1,024)
Fig. 2. Mean SNR estimation of ideal and experimental values(16QAM, K=1,024).

상호 상관을 계산하므로 판별 신호의 오차가 포함되어 이상적인 경우와 0.5 dB 정도 차이를 보인다.

그림 3과 4는 QPSK 신호에서 SNR 대 평균 SNR 추정, NMSE 성능 곡선이다. QPSK 변조 레벨에서 Type 1 SNR 추정 방식은 거의 unbiased SNR 곡선과 거의 일치한다. 이것은 QPSK 신호에서 판별 후 신호의 자기 상관은 오차와 관계 없이 항상 2이기 때문에 이상적인 SNR 추정 성능을 갖는다. 하지만 Type 2 추정 방식은 상호 상관 계산에서 수신 신호의 오차로 인한 영향이 낮은 SNR에서 나타난다. M_2, M_4 SNR 추정 방식은 BPSK나 QPSK처럼 EVB(Envelope

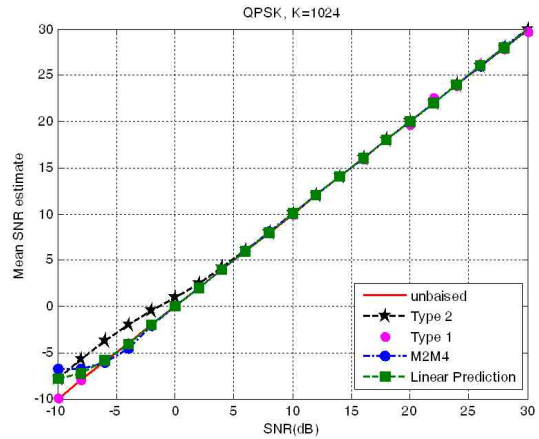


그림 3. QPSK에서 SNR 대 평균 추정 SNR(K=1,024)
Fig. 3. SNR versus mean estimated SNR in QPSK (K=1,024).

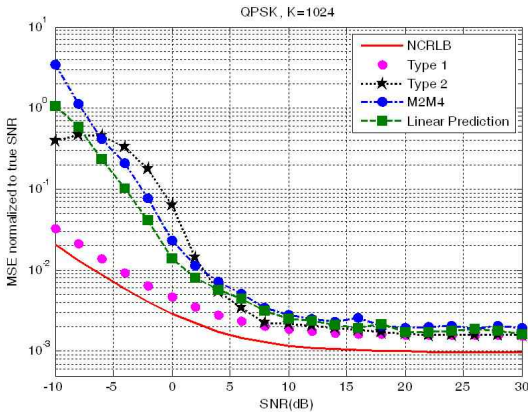


그림 4. QPSK에서 SNR 대 NMSE(K=1,024)
Fig. 4. SNR versus NMSE in QPSK(K=1,024).

based) 추정이 가능한 SNR 추정 방식으로 QPSK에서 -5 dB 정도의 신호까지 추정이 가능하다. 선형 예측 SNR 추정 방식은 입력된 수신 신호의 front-end에서 추정이 가능하다는 장점이 있고, 비교적 안정적인 추정 능력을 갖지만, SNR 추정 과정이 다른 방법들에 비해 약간 복잡하다는 문제점이 있다.

NMSE 측면에서도 제안한 SNR 추정 방법은 CRLB(Cramer-Rao Lower Bound)^[9]와 비슷한 성능을 가지며, -10~30 dB의 광범위한 SNR 범위에 대하여 0.05 이하의 NMSE를 갖는 것을 알 수 있다. Type 2 SNR 추정 방법은 QPSK와 같은 낮은 변조 방식에서는 오차 포함으로 인해 성능의 이득을 얻을 수 없지만, 다음 시뮬레이션 결과에서 보면 알 수 있듯이 고차원 신호의 높은 SNR에 대하여 매우 안정적인 성능을 보인다.

그림 5와 6은 16QAM 신호에서 SNR 대 평균 SNR 추정, NMSE 성능 곡선이다. QPSK 신호와 비교해 볼 때, 기존의 EVB 추정 방식인 M₂M₄은 위상이 다양하고, 진폭 레벨이 3인 16QAM 신호에 대하여 추정 성능이 현저히 떨어지는 것을 볼 수 있다. 선형 예측 기반 SNR 추정 방식 또한 선형 예측 상수 결정 과정에서 고차원 변조 신호의 예측 오차 특성을 포함하지 못해 SNR 추정 성능이 떨어진다. 이에 비해 제안한 방식 중 Type 1의 경우 16QAM 신호가 갖는 BER 특성에 따라 비트 오류에 영향을 받아 자기 상관 계산에 오차가 발생하지만, 1,000개의 심볼을 전송할 경우 낮은 SNR에서도 심볼 오차 개수가 10±2

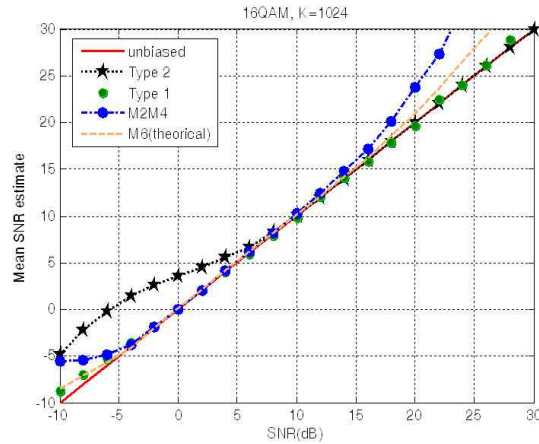


그림 5. 16QAM에서 SNR 대 평균 추정 SNR(K=1,024)
Fig. 5. SNR versus mean estimated SNR in 16QAM (K=1,024).

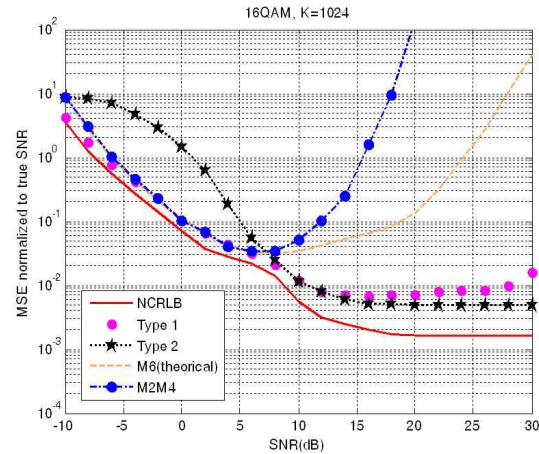


그림 6. 16QAM에서 SNR 대 NMSE(K=1,024)
Fig. 6. SNR versus NMSE in 16QAM(K=1,024).

개 안이기 때문에 추정 성능에 큰 영향을 주지 않는다.

하지만 Type 1의 SNR 추정 기법은 높은 SNR에서 추정 성능이 약간 열화되는 현상을 보인다. Type 2 SNR 추정 기법은 낮은 SNR에서 QPSK 신호보다 더욱 SNR 추정 성능이 떨어진다. 하지만 변조 방식과 관계 없이 높은 SNR에서 매우 안정적인 성능을 보인다. 일반적인 이동 통신 환경을 고려하면, Type 2 SNR 추정 방법이 낮은 SNR 환경에 대해서 기존 방법에 비해 나쁜 성능을 보이기 때문에 이동 통신 환경에 적용이 어려울 수 있지만, 적응 변조와 같은 시스템에서는 SNR 구간에 따라 다른 변조 방식을 전

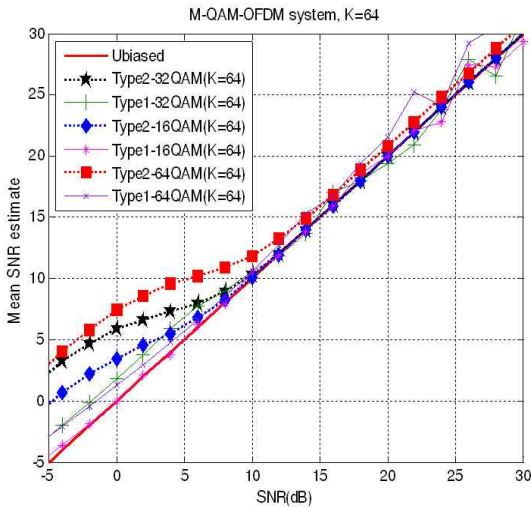


그림 7. M-QAM에서 SNR 대 평균 추정 SNR($K=64$)
 Fig. 7. SNR versus mean SNR estimate in M-QAM ($K=64$).

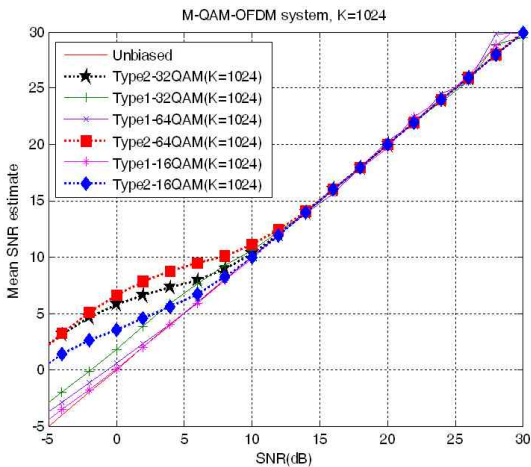


그림 8. M-QAM에서 SNR 대 평균 추정 SNR($K=1,024$)
 Fig. 8. SNR versus mean SNR estimate in M-QAM ($K=1,024$).

송하기 때문에 Type 2 추정 방법은 이 같은 시스템에서 유리할 것으로 예상된다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이, Type 1 방식은 0 dB 이하의 신호에 대하여 2 dB 이하의 추정 오차를 가지며, Type 2 방식은 10 dB 이상의 SNR에 대하여 0.005 이하의 NMSE 성능을 갖는다.

그림 7과 8은 M-QAM 신호의 평균 SNR 추정 성능과 샘플 수 K 에 따른 성능 변화를 보여주는 그래

프이다. $K=1,024$ 인 결과와 비교해 보았을 때, 그림 7의 결과는 추정 샘플이 적을 경우, SNR 추정 성능이 떨어지는 것을 보인다. 일반적으로, 샘플 수가 길수록 자기 상관의 통계 특성이 좋다는 것을 본 논문의 시뮬레이션 결과에서도 알 수 있다. 또한, 본 결과에서는 32QAM과 64QAM의 평균 SNR 추정 성능을 보였다. Type 1 SNR 추정 방식의 추정 성능은 32QAM보다 64QAM에서 더 좋게 나타났다. 32QAM은 가장 외곽의 정상점이 없는 cross-QAM 구조이기 때문에 Type 1 SNR 추정 방법을 통해 32QAM 신호의 SNR을 추정한다면, 이 부분에서 잡음의 통계 특성이 나빠지고, SNR 추정 성능이 64QAM 신호보다 떨어지는 특징을 보인다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 SNR 추정 방법들에 비해 추정 성능이 향상되고 실용적인 구현이 가능한 자기 상관 기반의 접근 방법을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 방식은 OFDM 시스템에서 블록 단위 수신 신호의 영점 자기 상관과 decision feedback 방식의 판별 신호의 자기 상관 및 상호 상관을 이용하여 SNR을 계산하므로 종전의 SNR 추정 방식들보다 비교적 안정적인 추정 성능을 보이는 것을 시뮬레이션을 통하여 보였다. 또한, 블록 단위 신호 전송 기반의 OFDM 시스템에 적용하여 신호의 발생이 동등 확률을 갖지 않을 경우에 대한 decision feedback 신호의 자기 상관과 상호 상관의 오차를 수식으로 유도하였다. 제안한 SNR 추정 방법은 QPSK와 QAM 신호에 대해 CRLB와 비슷한 성능을 가지며, -10 ~ 30 dB의 광범위한 SNR 범위에 대하여 0.05 이하의 NMSE를 갖는다. 특히, Type 1 방식은 16QAM 신호에 대하여도 0 dB 이하의 신호에 대하여 2 dB 이하의 추정 오차를 가지며, Type 2 방식은 10 dB 이상의 SNR에 대하여 0.005 이하의 NMSE 성능을 갖는다. 그러므로 본 논문에서 제안한 SNR 추정 방법은 기존의 SNR 추정 방법들에 비해 추정 성능이 향상되고 실용적인 구현이 가능한 자기 상관 기반의 접근 방법을 제시한다. 다만 본 연구는 AWGN 채널에 대한 경우이므로, 실제적인 fading 채널에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

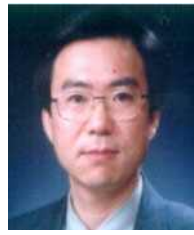
- [1] G. Albertazzi, S. Cioni, G. Corazza, M. Neri, R. Pedone, P. Salmi, A. Vanelli-Coralli, and M. Villanti, "On the adaptive DVB-S2 physical layer: Design and performance", *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 12, no. 6, pp. 62-68, Dec. 2005.
- [2] David R. Pauluzzi, Norman C. Beaulieu, "Comparison of four SNR estimators for QPSK modulations", *IEEE Communication Letters*, vol. 4, no. 2, pp. 43-45, Feb. 2000.
- [3] D. R. Pauluzzi, N. C. Beaulieu, "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 48, no. 10, pp. 1680-1691, Oct. 2000.
- [4] R. Matzner, F. Engleberger, "An SNR estimation algorithm using fourth-order moments", *Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory*, Trondheim, Norway, p. 119, Jun. 1994.
- [5] N. Kamel, V. Jeoti, "A linear prediction based estimation of signal-to-noise ratio in AWGN channel", *ETRI Journal*, vol. 29, no. 5, pp. 607-613, Oct. 2007.
- [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] 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 Trans. Commun.*, vol. 57, no. 6, pp. 1622-1627, Jun. 2009.
- [9] Feng Rice, Bill Cowley, Bill Moran, and Mark Rice, "Cramer-rao lower bounds for QAM phase and frequency estimation", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 49, no. 9, pp. 1582-1591, Sep. 2001.
- [10] A. Stephenne, F. Bellili, and S. Affes, "Moment-based SNR estimation over linearly-modulated wireless SIMO channels", *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 714-722, Feb. 2010.
- [11] W. Therrien, *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*, Prentice-Hall, 1992.
- [12] H. Hayes, *Statistical Digital Signal Processing and Modeling* John Wiley, 1996.
- [13] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, N.J., 1986.
- [14] H. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory*, vol. 1, New York; Wiley, 1968.
- [15] 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: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2008년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 무선 통신 시스템, 위성 통신, B3G/4G 이동 통신 시스템, 전력선 통신 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1996년~현재: IEEE, IET 논문 심사 위원
 2002년: 한국전자과학회 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

이 승 준



2003년 3월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)

2003년~현재: LIG넥스원 주임연구원

[주 관심분야] 이동형 위성 추적 안테나 제어 시스템, 안정화 시스템, 위성 통신

고 동 국



1986년 9월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1986년~2003년: 금성정밀/LG이노텍 책임연구원

2003년~현재: LIG넥스원 수석연구원/팀장

[주 관심분야] 이동 통신형 위성단말, JTDLIS 데이터 링크, MUAV 위성 데이터 링크