

위성통신시스템에서 심볼율 추정과 변조 방식 구분법

준회원 최 찬 호*, 정회원 임 종 부*, 임 기 홍*, 김 영 완** 김 호 검***

Symbol Rate Estimation and Modulation Identification in Satellite Communication System

Chan-ho Choi* *Associate Members,*

Jong-bu Lim*, Gi-hong Im*, Young-wan Kim**, Ho-kyom Kim*** *Regular Members*

요 약

본 논문은 위성 통신 시스템에서 심볼율에 대한 사전 지식 없이 다양한 심볼율에 대한 심볼율 추정 방법과 BPSK, QPSK, 8PSK 신호를 구분하기 위한 간단화된 변조 방식 구분법을 제안했다. 심볼율을 추정하기 위해 신호의 스펙트럼을 추정하기 위한 슬라이딩 FFT와 단순 moving average를 사용하였고, 슬라이딩 윈도우와 decimation, Low pass filter (LPF) 블록을 이용하여 정확한 심볼율을 추정하였다. 기존의 변조 방식 구분법은 test statistics로써 SNR 값을 사용하지만 수신기는 통신 시작시에 변조 방식을 알지 못하기 때문에 SNR 값을 추정할 수 없는 문제와 log, cosh과 같은 비선형 함수를 사용하는 기존의 변조 방식 구분법이 비트 resolution이 높은 문제가 있기 때문에 기존의 변조 방식 구분법에 간단화된 고정된 SNR 방법을 제안하였다. 심볼율 추정과 변조 방식 구분법의 성능은 Monte Carlo 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 보여주었고, 심볼율 추정이 낮은 SNR에서도 좋은 성능을 나타내는 것을 볼 수 있었고, 변조 방식 구분법을 간단화 하였지만 기존의 방법과 비교해서 비슷한 성능을 나타내는 것을 확인 할 수 있었다.

Key Words : Satellite, Symbol rate estimation, Modulation Identification

ABSTRACT

This paper proposed symbol rate method which does not require a priori knowledge on the symbol rate and simplified modulation identification method to classify BPSK, QPSK, 8PSK signal. In order to estimate the unknown symbol rate, sliding FFT and simple moving average to estimate the spectrum of the signals is utilized, and sliding window and decimation, LPF block to estimate the proper symbol rate is used. Although conventional modulation ID method must use SNR value as the test statistics, the receiver cannot estimate the SNR value since the receiver cannot know the modulation type at the start of communication, and bit resolution is high due to using nonlinear function such as log, cosh. Therefore, we proposed the simplified fixed SNR value method. The performance of symbol rate estimation and modulation ID is shown using Monte Carlo computer simulation. This paper show that symbol rate estimation also has good performance in low SNR, and proposed simplified fixed SNR method has almost equivalent performance compared to conventional method.

I. 서 론

1980년대 초 대부분의 위성은 C 대역(6/4GHz)을

이용하였다. 그러나 그 이후로 위성의 수가 증가하면서 Ku 대역(14/11, 12GHz)를 사용하였고 1990년 중반부터는 Ku 대역도 정지위성궤도상에서 포화상

* 포항공과대학교 전자전기공학과 (igh@postech.ac.kr), ** 군산대학교 전자정보공학부(ywkim@kunsan.ac.kr),

*** 한국전자통신연구원 (hokykim@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2005-02-086, 접수일자 : 2005년 2월 24일

※ 본 연구는 2004년도 한국전자통신연구소(ETRI) 지원으로 수행되었습니다.

때에 이르렀기 때문에 더 높은 주파수를 사용하는 Ka(30/20GHz)을 이용하기 위한 계획이 증가하고 있다. 그러나 Ka 대역과 같이 높은 주파수를 이용하는 경우에는 강우로 인한 신호의 감쇠가 크게 나타나기 때문에 위성망에 대한 신뢰도가 중요하다. 그러므로, 다양한 심볼율을 사용하고 다양한 modulation 방식을 사용함으로써, 위성망에 대한 신뢰도를 줄 수 있는 연구가 활발하게 이루어지고 있다.

심볼율을 추정하기 위해 여러 기술들이 연구 되어 왔다.^{[1][2]} 그러나 기존의 기술들은 수 많은 심볼율을 가지고 전송을 할 때에 수신기에서 심볼율을 추정하는 데 어려움이 있고, 심볼율에 대한 사전 지식이 필요로 한다. 우리는 심볼율에 대한 사전 지식 없이 다양한 심볼율을 추정하는 새로운 방법을 제안하였다. 제안된 심볼율 추정 방법은 수신된 신호를 슬라이딩 FFT와 단순 moving average을 통과시킴으로 신호의 스펙트럼을 추정하고, 그 스펙트럼을 가지고 심볼율을 추정한다. 낮은 심볼율에서는 추출되지 않는 zero crossing 지점을 슬라이딩 윈도우를 사용하여 zero crossing 지점을 추출하고, resolution을 높이기 위해 decimation 블록과 LPF 블록을 통과한다.

기존의 변조 방식 구분법^{[3][4]}은 부가성 백색 가우시안 잡음(AWGN) 하에서 continouse-wave(CW) and M-ary phase-shift keying(MPSK) 신호들을 구분한다. SNR 값이 필요한 위상 확률 밀도 함수를 사용하여 변조 방식 구분을 위한 test statistics를 얻었다. 그러나 수신기에서 통신 시작시에 변조 방식을 알지 못하기 때문에 SNR 값을 추정할 수 없다. 또한 log, cosh과 같은 비선형 함수를 사용하기 때문에 비트 resolution이 높게 된다. 그러므로 우리는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 고정된 SNR 값을 사용하고, test statistics를 간

단화하는 변조 방식 구분법을 제안하였다.

II. 시스템모델

carrier recovery는 완벽하게 되었다고 가정하였다. 송신기에서의 심볼은 펄스 shaping 필터를 통과한다. 전송되는 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p(t - kT) \quad (1)$$

E_s 는 심볼 에너지이고, A_k 는 information 심볼이며, $p(t)$ 는 펄스 shaping 필터의 임펄스 응답, T 는 심볼 간격을 나타낸다. 제한된 대역 채널을 통해 전송된 신호는 심볼간 간섭(ISI : Intersymbol Interference)가 최소화되도록 필터가 썬워져야 한다. 디지털 전송에서 널리 사용되는 펄스 shaping 필터 중의 하나로 square root raised cosine을 사용한다. 이 square root raised cosine의 주파수 응답은 다음과 같다.

$$G(f) = \begin{cases} \sqrt{T} & .0 \leq |f| < \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2}(1 - \sin \pi T(f - \frac{1}{2T})/\alpha)} & .\frac{(1-\alpha)}{2T} \leq |f| < \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0 & .\frac{(1-\alpha)}{2T} \leq |f| < \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (2)$$

α 는 신호의 대역폭을 결정하는 roll-off factor이다. α 가 클수록 대역폭은 늘어나게 되고, $\alpha=0$ 일 때, rectangular 응답이 얻어진다.

송신기에서 보내어진 신호 $x(t)$ 는 AWGN이 더해지게 된다. 수신된 신호를 표현하면 다음과 같다.

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (3)$$

$n(t)$ 는 one-sided spectral density가 N_0 인 complex

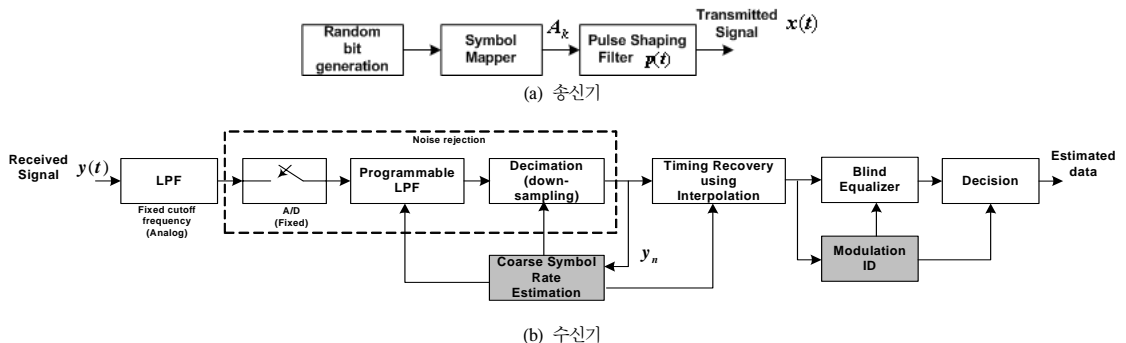


그림 1. 하향링크에서 위성통신 송수신기 블록 다이어그램

white Gaussian 프로세스이다. 수신된 신호, $y(t)$ 는 고정된 cutoff 주파수를 갖는 아날로그 LPF를 통과하고 고정된 샘플링율을 갖는 A/D 컨버터에 의해서 샘플링 되어진다. 샘플링된 신호들은 coarse 심볼을 추정(coarse symbol rate estimation) 블록에 의해 제어되는 programmable LPF와 decimation 블록을 통과한다. decimation 블록을 통과한 신호는 심볼을 추정에 이용된다. 심볼을 추정이 끝나면 보간법을 이용한 타이밍 복원과 변조 방식 구분 과정(modulation ID)을 차례로 수행한다.

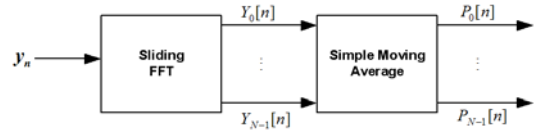


그림 2. 슬라이딩 FFT를 사용한 스펙트럼 추정

III. 심볼을 추정

3.1 슬라이딩 FFT을 이용한 스펙트럼 추정

신호의 대역폭은 전송된 신호의 심볼율을 결정한다. 이러한 심볼율을 추정하기 위해서 신호의 대역폭을 추정하는 방법을 이용한다. 그림 2는 그림 1에서의 coarse symbol rate estimate 블록 안에서 수행하는 과정을 보여주고 있다. 그림 2에서와 같이 슬라이딩 FFT와 단순 moving average를 이용하여 수신 신호에 대한 스펙트럼 추정한다. 그리고 나서 수신 신호의 스펙트럼 추정치를 나타내는 벡터 $\{P_0[m], P_1[m], \dots, P_{N-1}[m]\}$ 로부터 알려지지 않은 심볼율을 추출한다. 슬라이딩 FFT는 N 샘플이 아닌 샘플 주기마다 유용한 결과를 내놓는다. k번째 톤에 대한 이전 FFT 결과($Y_k[N-1]$)는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned}
 Y_k[N-1] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_n \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) \\
 &= y_0 + \exp(-j2\pi \frac{k}{N}) \sum_{n=1}^N y_n \exp(-j2\pi \frac{(n-1)k}{N})
 \end{aligned} \right\}$$

k번째톤 $\underbrace{\{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}}_{\text{FFT 구간}} y_N \dots$ (4)

k 번째 tone에 대한 현재 FFT 결과($Y_k[N]$)는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned}
 Y_k[N] &= \sum_{n=1}^N y_n \exp(-j2\pi \frac{(n-1)k}{N}) \\
 &= (Y_k[N-1] - y_0) \exp(j2\pi \frac{k}{N}) + y_N \exp(-j2\pi \frac{(N-1)k}{N}) \\
 &= (Y_k[N-1] - y_0) \exp(j2\pi \frac{k}{N}) + y_N \exp(j2\pi \frac{k}{N}) \\
 &= (Y_k[N-1] - y_0 + y_N) \exp(j2\pi \frac{k}{N})
 \end{aligned} \right\}$$

k번째톤 $y_0 \underbrace{\{y_1, y_2, \dots, y_N\}}_{\text{FFT 구간}} y_{N+1} \dots$ (5)

식(4)에서와 같이 $Y_k[N]$ 을 구하기 위해서는 한번의 곱셈만을 필요로 하는 것을 알 수 있다. 그림 2에서 주어진 단순 moving average는 다음과 같이 표현할 수 있다.^[5]

$$P_i[n] = \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} Y_i[j]^2, \quad i=0,1,\dots,N-1 \quad (6)$$

3.2 심볼을 추출

우리는 2~50MHz사이에서 2MHz 간격으로 변하는 다양한 심볼율을 추정하고자 한다. 슬라이딩 FFT와 단순 moving average를 통해 수신신호의 스펙트럼 추정 후에 이를 이용하여 전송된 신호에 대한 심볼율을 추출한다. 심볼율 추출 과정은 2단계로 나누어진다. 첫 번째, resolution을 높이기 위해 수행되는 다운 샘플링의 decimation율을 결정하는 과정이다. 두 번째, exhaustive search를 통해 심볼율을 추정하는 과정이다.

슬라이딩 FFT 전에 수신된 신호의 파워를 1로 normalize 한다. 따라서 accumulated 슬라이딩 FFT 결과값의 전체 파워는 FFT 크기가 256일 때, 256으로 일정하고 잡음 파워와 심볼율이 증가함에 따라 passband에 해당하는 각 톤의 파워가 줄어든다. 또한 주목해야 할 점은 passband의 파워에서 3dB 떨어지는 지점이 우리가 추정하고자 하는 심볼율에 해당하는 것이다. 심볼율 마다 고유의 passband 파워 이득을 갖는다. 각 심볼율에 대한 파워 이득 (G_p)는 아래 식과 같다.

$$G_p(f_{sym}) = 10 \log \left(\frac{f_{sam}}{2f_{sym}} \right) \quad (dB) \quad (7)$$

f_{sym} 와 f_{sam} 은 각각 심볼율과 샘플링율을 나타낸다. pass 이득에서 3dB를 뺀 값을 reference 값으로 정의한다. accumulated 슬라이딩 FFT 결과 값에서 reference를 뺀 값이 zero crossing하는 지점을 찾음으로써 원하는 심볼율을 추출할 수 있다.

$$data(f_{sym}) = P_{out}(f_{sym}) - G_p(f_{sym}) + 10 \log(2) \quad (8)$$

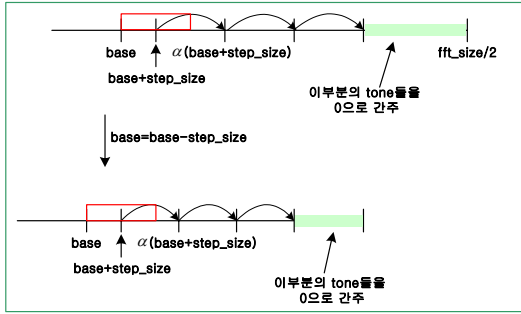


그림 3. sliding 윈도우를 사용한 심볼율 추정

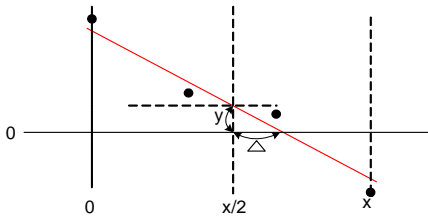


그림 4. zero crossing point

P_{out} 은 accumulated 슬라이딩 FFT 결과 값을 나타낸다. 잡음 파워가 0이라고 가정할 경우에는 어려 없이 정확한 심볼율을 얻을 수 있지만 잡음 파워가 증가하면 낮은 심볼율에서 zero crossing 지점이 존재하지 않게 된다. 이 문제를 해결하기 위해 그림 3과 같이 심볼율에 해당하는 대역폭보다 바깥 부분에 있는 톤들의 일부를 0으로 간주하고 나머지 톤들의 전체 파워를 FFT 크기로 normalize한다. normalize된 값들을 이용해서 zero crossing 하는 지점은 일정한 부분에 윈도우를 쏘워서 찾는다. 그림 3에서 base는 윈도우의 시작지점을 의미한다.

예를 들어, 윈도우 크기가 4인 경우 그림 4와 같이 4개의 점을 하나의 직선으로 fitting 해서 zero crossing 지점을 찾는다. zero crossing 지점은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta = y / slope$$

$$zcp = \frac{x}{2} - \Delta = \frac{x}{2} - \frac{y}{slope} \quad (9)$$

데이터에 해당하는 값들은 2개의 zero crossing 지점이 있다. 둘 중에서 기울기가 음인 지점이 우리가 추정하고자 하는 심볼율에 해당한다. zero crossing 지점이 윈도우에 의해 새롭게 만들어 지고, 윈도우안에 있는 점들이 zero crossing 조건과 음의 기울기 조건이 모두 만족할 때, 식(9)에 따라 zero crossing 지점이 결정되고, zero crossing 지점에 해

당하는 심볼율이 다음 식에 의해 결정된다.

$$\tilde{S}_r = 2 * \frac{zcp}{fft_size} * sample_rate$$

$$\hat{S}_r = \begin{cases} \tilde{S}_r - \text{mod}(\tilde{S}_r, 2) + 2, & \text{mod}(\tilde{S}_r, 2) > 1 \\ \tilde{S}_r - \text{mod}(\tilde{S}_r, 2), & \text{mod}(\tilde{S}_r, 2) \leq 1 \end{cases} \quad (10)$$

낮은 심볼율을 갖는 경우에 resolution을 높이기 위해 coarse 심볼율 추정에 의해 제어되는 programmable LPF와 decimation 블록을 통과한다. decimation은 그림 6에서 보이는 것과 같이 정해진 기준치에 따라 1, 2 그리고 4 중에서 결정된다. decimation이 1인 경우에 LPF를 통과하지 않고 2와 4인 경우에는 그림 5와 같이 각각 LPF 1, LPF 2를 통과하게 된다. LPF는 anti-aliasing 필터로 잡음 제거의 효과도 갖는다. decimation율이 1에서 4로 증가함에 따라 톤 간격이 나타내는 심볼율이 4배로 줄어든다. 즉, resolution이 4배 증가한다. 앞에서 설명한 심볼율 추정과정의 flow chart로 나타내면 그림 6과 같다.

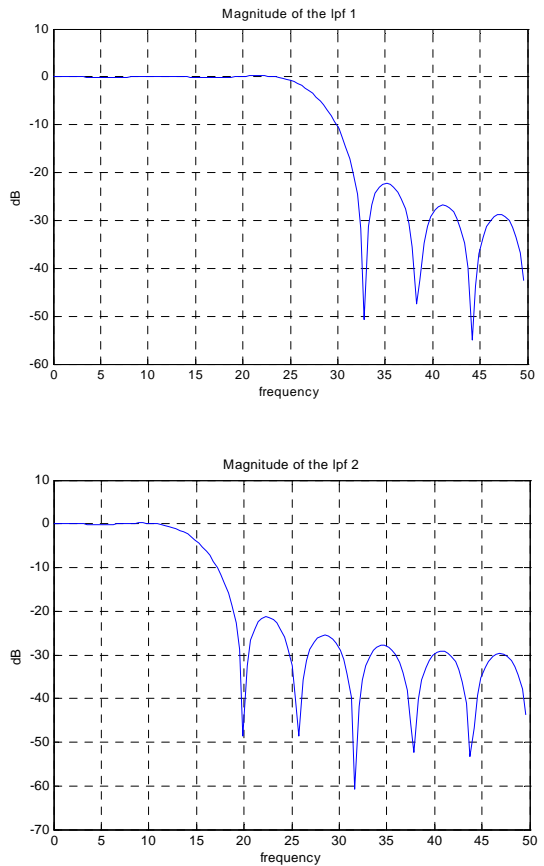


그림 5. Low pass filter의 크기

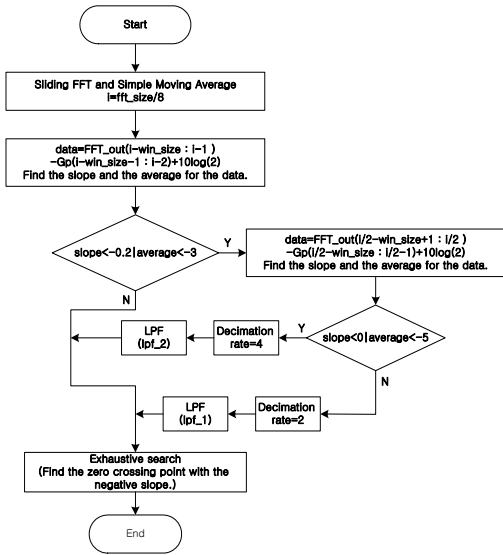


그림 6. 심볼을 추출을 위한 search 알고리즘

IV. 변조 방식 구분법

4.1 기존의 변조 방식 구분법

BPSK, QPSK, 8PSK 변조를 구분하는 것으로 위상의 확률 밀도 함수를 사용하는 방법이 있다³⁾. 수신된 신호 $y(t)$ 에서 위상을 추출하여 샘플링을 하면 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$\psi(i) = \theta_M(i) + v(i), \quad -\pi < \psi(i) < \pi \quad (11)$$

$$M = 2, 4, 8$$

$\theta_M(i)$ 는 $x(t)$ 의 샘플된 위상 성분이고, $v(i)$ 는 샘플된 AWGN의 위상 성분이다. $M=2$ 는 BPSK, $M=4$ 는 QPSK이고 $M=8$ 은 8PSK 변조 방식이다.

AWGN과 함께 수신된 신호에서, 위상 ψ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다⁶⁾.

$$p(\psi) = \frac{\exp(-\gamma)}{2\pi} + \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \cos(\psi) \exp(-\gamma \sin^2(\psi)) \times Q[-\sqrt{2\gamma} \cos(\psi)] \quad -\pi < \psi < \pi \quad (12)$$

여기서 $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$ 이고 $\gamma = A^2/2\sigma_v^2$ 는 신호 파워 대비 잡음 파워이고, A 는 전송된 신호의 크기이다.

Tikhonov 함수를 사용해서 위상의 확률 밀도 함수를 approximation 하면 다음과 같이 변형할 수 있다^{6)[7]}.

$$p(\psi) = \frac{\exp(2\gamma \cos(\psi))}{2\pi I_0[2\gamma]} \quad -\pi < \psi \leq \pi \quad (13)$$

$I_0[\cdot]$ 는 zero order와 first kind의 변형된 Bessel 함수이다. θ_M 의 pdf와 식(13)을 이용하면 ψ 의 pdf는 다음과 같이 표현된다.

$$p(\psi; M) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{\exp(2\gamma \cos(\psi - \eta_i(M)))}{2\pi I_0[2\gamma]} \quad -\pi < \psi \leq \pi \quad (14)$$

샘플된 위상벡터를 ψ_L 로 표현하면 각각의 샘플들이 IID(independent and identically distributed) 하기 때문에 각각 BPSK, QPSK, 8PSK hypothesis인 H_1, H_2, H_3 하에 L 개 심볼들의 joint pdf $p(\psi_L|H_\alpha)$ 는 다음과 같이 각 확률 밀도 함수의 곱으로 표현될 수 있다.

$$p(\psi_L; H_\alpha) = \prod_{i=1}^L p(\psi(i); H_\alpha) \quad (15)$$

Maximum a posteriori probability(MAP) ($P(H_\beta|\psi_L) > P(H_\alpha|\psi_L)$)을 사용해서 β 에 해당하는 변조 방식을 찾게 된다. Bayes' 법칙, 모두 같은 hypothesis 확률, 그리고 log 성질을 이용하여 test statistics을 표현하면 다음과 같다.

$$l_1 = \sum_{i=1}^L \ln \{ \cosh[2\gamma \cos(\psi(i))] \}$$

$$l_2 = \sum_{i=1}^L \ln \{ \cosh[\sqrt{2\gamma} \cos(\psi(i))] \cosh[\sqrt{2\gamma} \sin(\psi(i))] \}$$

$$l_3 = \sum_{i=1}^L \{ \ln \frac{1}{2} \{ \cosh[2\gamma \sin(\psi(i))] \sin(\frac{\pi}{8}) \} \times \cosh[2\gamma \cos(\psi(i))] \cos(\frac{\pi}{8}) \} + \cosh[2\gamma \sin(\psi(i))] \cos(\frac{\pi}{8}) \times \cosh[2\gamma \cos(\psi(i))] \sin(\frac{\pi}{8}) \} \} \quad (16)$$

여기서, l_1 은 BPSK의 test statistic를, l_2 은 QPSK의 test statistic를, l_3 은 8PSK의 test statistic를 나타낸다. 위의 3개의 test statistics을 구한 후 가장 큰 값을 갖는 것을 선택하고 그 test statistic에 해당하는 변조 방식을 최종적으로 선택하게 된다.

4.2 간단화

기존의 변조 방식 구분법은 첫 번째, 높은 SNR (약 26dB)에서 overflow가 발생하고, 수신기에서 SNR 값을 알아야 하는데 변조 방식 구분을 하는 초기에는 변조 방식을 알지 못함으로 SNR 값을 알

지 못하는 문제점이 있고, 두 번째, test statistics 값을 구하기 위해 log와 cosh와 같은 비선형 함수를 사용하기 때문에 높은 비트 resolution을 필요하게 된다. 첫 번째 문제점을 해결하기 위해서는 간단하게 수신 SNR 값을 구하지 않고 test statistics에 계산되는 SNR 값을 고정된 값으로 사용함으로 해결할 수 있다. 또한 SNR 값을 고정된 값으로 사용함으로 overflow 문제도 해결할 수 있다. 두 번째 문제점을 해결하기 위해서 다음에 나오는 것과 같이 test statistics을 approximation 함으로 간단화를 수행한다.

cosh로 인해 cosh(x)의 x 값이 조금만 변해도 비트 resolution이 커지기 때문에 log와 cosh을 이용해서 cosh을 없애고자 한다. 먼저, 식(16)에서의 BPSK test statistics인 l_1 을 $\gamma \gg 1$ 일 때, $cosh\{2\gamma \cos(\psi(i))\} \approx \frac{1}{2} \exp(2\gamma |\cos(\psi(i))|)$ 인 성질을 사용하여 approximation 하게 되면 다음과 같다.

$$\therefore l_1 = \sum_{i=1}^L (\ln(1/2) + 2\gamma |\cos(\psi(i))|) \quad (17)$$

두 번째, QPSK test statistics인 l_2 도 동일하게 수행하게 되면 다음과 같다.

$$\therefore l_2 = \sum_{i=1}^L (\ln(1/4) + \sqrt{2}\gamma |\cos(\psi(i))| + \sqrt{2}\gamma |\sin(\psi(i))|) \quad (18)$$

마지막으로, 8PSK test statistics인 l_3 는

1) $0 < \psi(i) < \frac{\pi}{2}$ 일 때, 다음과 같이 approximation 된다.

$$l_3 = \sum_{i=1}^L \ln \frac{1}{8} \{ \exp(2\gamma \cos(\psi(i) - \pi/8)) + \exp(2\gamma \sin(\psi(i) + \pi/8)) \} \quad (19)$$

$x \gg y$ 일 때, $\ln(x + y) = \ln(x)$ 을 이용하여 식(19)를 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{if } \cos(\psi(i) - \pi/8) \gg \sin(\psi(i) + \pi/8) \\ l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} + 2\gamma \cos(\psi(i) - \pi/8) \right) \\ \text{if } \cos(\psi(i) - \pi/8) \ll \sin(\psi(i) + \pi/8) \\ l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} + 2\gamma \sin(\psi(i) + \pi/8) \right) \end{aligned}$$

2) $-\frac{\pi}{2} < \psi(i) < 0$, 3) $\frac{\pi}{2} < \psi(i) < \pi$, 4) $-\pi < \psi(i) < -\frac{\pi}{2}$ 의 경우에서도 동일하게 수행하게 되면, l_3 는 다음

과 같다.

$$\begin{aligned} 1) \quad 0 < \psi(i) < \frac{\pi}{2} \\ \text{if } c_2 > s_1 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} + 2\gamma c_2 \right) \\ \text{if } c_2 < s_1 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} + 2\gamma s_1 \right) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} 2) \quad -\frac{\pi}{2} < \psi(i) < 0 \\ \text{if } -c_1 > s_2 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} - 2\gamma c_1 \right) \\ \text{if } -c_1 < s_2 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} + 2\gamma s_2 \right) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} 3) \quad \frac{\pi}{2} < \psi(i) < \pi \\ \text{if } c_1 > -s_2 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} + 2\gamma c_1 \right) \\ \text{if } c_1 < -s_2 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} - 2\gamma s_2 \right) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} 4) \quad -\pi < \psi(i) < -\frac{\pi}{2} \\ \text{if } -c_2 > -s_1 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} - 2\gamma c_2 \right) \\ \text{if } -c_2 < -s_1 \quad l_3 = \sum_{i=1}^L \left(\ln \frac{1}{8} - 2\gamma s_1 \right) \end{aligned} \quad (23)$$

여기서, $c_1 = \cos(\psi(i) + \pi/8)$, $c_2 = \cos(\psi(i) - \pi/8)$, $s_1 = \sin(\psi(i) + \pi/8)$, $s_2 = \sin(\psi(i) - \pi/8)$ 이다.

V. 실험 결과

제안된 심볼을 추정 방법에 대한 성능을 보기 위해 실험 환경으로는 심볼율의 범위는 2MHz 간격으로 2MHz에서 50MHz까지이고 샘플링율은 100MHz이다. squared root raised cosine filter의 roll-off factor는 0.25이고 256-point FFT가 사용되었다. 윈도우의 크기는 4이고, 윈도우의 스텝은 2로 사용하였다. accumulated 슬라이딩 FFT 결과값을 얻기 위해서 1msec에 해당하는 100,000 샘플이 사용되었다. 그림 7은 SNR에 따른 심볼율을 올바르게 추정할 확률을 보여주고 있다. SNR이 5dB에서는 심볼율을 성공적으로 찾아낼 확률이 0.9982이고 6dB 이상에서는 항상 정확한 심볼율을 찾아낼 수 있는 것을 볼 수 있다.

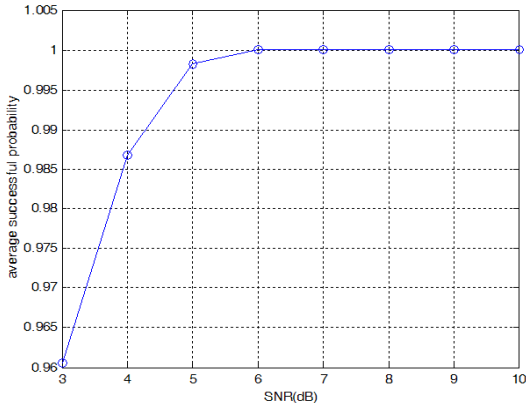


그림 7. symbol rate 추정의 성공확률

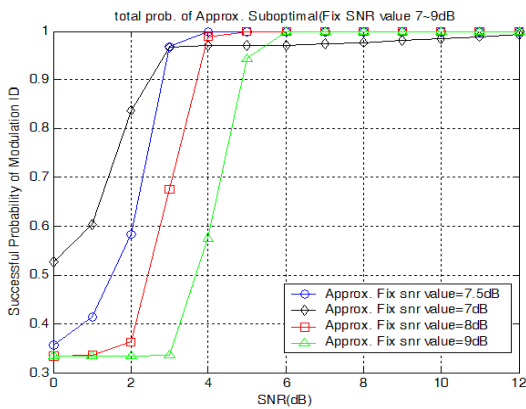


그림 8. 고정된 SNR 값에 따른 modulation ID 성공확률

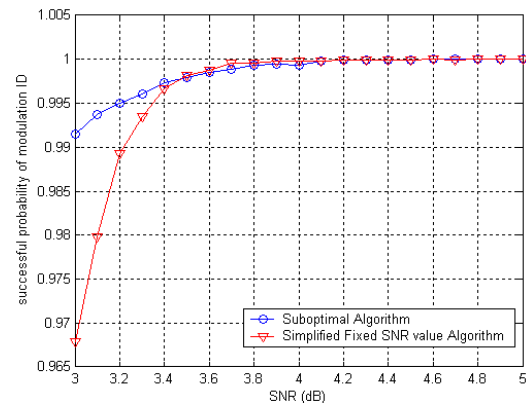


그림 9. SNR에 따른 Suboptimal 알고리즘 성능과 제안된 알고리즘 성능

간단화된 변조 방식 구분법의 성능을 보기위해 먼저 최적의 고정된 SNR 값을 찾고자 한다. 변조 방식 구분을 하기 위해 필요한 심볼의 수인 L은 500개를 사용하였다. 그림 8에서 보면 고정된 SNR 값을 7.5dB에 해당하는 값을 넣어주었을 때, 가장

좋은 성능이 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 9는 SNR 대비 차선의 알고리즘의 성능과 고정된 SNR 값을 사용하고 간단화된 알고리즘의 성능을 보여준다. 간단화를 하였음에도 불구하고, 3dB이상에서 96%이상의 성능을 나타내는 것을 볼 수 있고 기존의 방법인 차선의 알고리즘과의 성능차이도 작음을 볼 수 있다. 차선의 알고리즘과 고정 SNR 값을 사용하고 간단화된 알고리즘 모두 3.8dB정도 이상에서는 100%의 변조 방식 구분 성공확률을 볼 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서 우리는 AWGN 채널하에서 슬라이딩 FFT와 단순 moving average를 통해 신호의 스펙트럼을 추정하고 그 스펙트럼을 가지고 심볼율을 추정하는 방법과 고정된 SNR 값을 사용하고 간단화된 변조 방식 구분법을 제안하였다. 더 정확한 심볼율 추정을 위해 슬라이딩 윈도우와 decimation, LPF를 이용하였고, 그로인해, 많은 심볼율 범위에도 추정할 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 또한 기존의 변조 방식 구분법이 가지고 있는 문제점들을 해결하기 위해 고정된 SNR 값을 사용하고 간단화된 알고리즘을 제안하였고, 간단화를 하였음에도 불구하고 기존의 방법인 차선의 알고리즘의 성능과 비교하여 성능의 차이가 없는 것을 볼 수 있었다.

참고 문헌

- [1] J.Y. Lee, Y.M. Chung, and S.U. Lee, "On A timing recovery technique for a variable symbol rate signal," IEEE, Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1724-1728, May 1997.
- [2] L.Mazet and P.Loubaton, "Cyclic correlation based symbol rate estimation," IEEE, Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on, vol. 2, pp. 24-27, Oct. 1999.
- [3] Y.Yang and S.S. Soliman, "A suboptimal algorithm for modulation classification," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 33, pp. 38-45, Jan. 1997.
- [4] Y.Yang and C.H. Liu, "An asymptotic optimal algorithm for modulation classification," IEEE Comm. Letters, vol. 2, No. 5, pp. 117-119, May. 1998.
- [5] J.Rui and K.Y.Szeto, "Extraction of invest-

ment strategies based on moving averages: A genetic algorithm approach,” IEEE International Conference, pp. 403-410, March. 2003.

- [6] Leib. H., and Pasupathy. S., “The phase of a vector perturbed by Gaussian noise and differentially coherent receivers,” IEEE Trans. on Information Theory, vol. 34, No. 6, pp. 1491-1501, Nov. 1998.
- [7] A. J. Viterbi, “Principles of Coherent Communication,” New York: McGraw-Hill, 1966.

최 찬 호 (Chan-ho Choi)

준회원



2004년 2월 성균관대학교 전자전기공학부(학사)
 2004년 3월~현재 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과 석사과정
 <관심분야> 이동통신, MIMO 시스템, 디지털 통신, 위성통신

임 종 부 (Jong-bu Lim)

정회원



2002년 2월 성균관대학교 전자공학과(학사)
 2004년 2월 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과(석사)
 2004년 3월~현재 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 통신, 이동통신, 통신신호처리, MIMO 시스템

임 기 홍 (Gi-hong Im)

정회원



1980년 2월 서울대학교 전자공학과(학사)
 1983년 2월 한국과학기술원 전자공학과(석사)
 1987년 2월 한국과학기술원 전자공학과(박사)
 1987년 2월~1990년 10월 KIST

선임연구원

1990년 10월~1996년 2월 AT&T Bell Labs 연구원
 2002년 8월~2003년 7월 삼성전자(종합기술원) 객원연구위원

1996년 2월~현재 포항공과대학교 교수
 <관심분야> 통신시스템, 디지털 신호처리

김 영 완 (Young-wan Kim)

정회원



1983년 2월 경북대학교 전자공학과(학사)
 1985년 2월 경북대학교 전자공학과(석사)
 2003년 2월 충남대학교 전자공학과(박사)
 1984년~1990년 동양정밀공업(주)

중앙연구소 연구원

1990년~1992년 (주) 유영통신 연구원
 1992년~2004년 한국전자통신연구원
 2004년~현재 군산대학교 전자정보공학부 교수
 <관심분야> RF/Microwave 회로설계, 디지털 위성방송·통신, Microwave device

김 호 검 (Ho-kyom Kim)

정회원

1983년 2월 연세대학교 전자공학과(학사)
 1989년 2월 연세대학교 전자공학과(석사)
 1983년 2월~1987년 4월 효성중공업 기술연구소
 1987년 4월~1988년 4월 삼성종합기술원
 1989년 2월~현재 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 광대역멀티미디어연구팀
 <관심분야> 대화형 위성방송 시스템