

미상 디지털 통신 신호의 심볼율 검출 방식 비교

Comparative Study of the Symbol Rate Detection of Unknown Digital Communication Signals

주 세 준*, 홍 인 기*

Se-Joon Joo*, Een-Kee Hong*

요 약

본 논문에서는 미상 디지털 통신 신호의 심볼율을 검출하기 위한 기술들을 소개하고 그 성능을 비교해 본다. 심볼율은 delay and multiplier, square law 또는 Hilbert 변환을 이용한 방법 등의 회로를 통과한 신호의 전력 스펙트럼 밀도에서 검출해 낼 수 있다. 이러한 회로들을 통과한 신호를 이산 푸리에 변환(discrete Fourier Transform) 한 결과에서 많은 스펙트럼 라인과 복수개의 피크(peak)가 검출되고 그 중 첫 번째 피크가 심볼율을 나타내는 주파수에 위치하게 된다. 만약 해당 심볼율이 아닌 다른 주파수상의 스펙트럼 라인의 값이 첫 번째 피크보다 크다면 심볼율은 잘못 검출될 것이다. 그러므로 첫 번째 피크의 값과 가장 큰 주변 스펙트럼 라인의 값의 비를 이용하여 심볼율 검출기의 성능을 비교하였다.

MPSK 변조 방식에서는 -20dB 이하의 E_s/N_0 에서는 delay and multiplier가 가장 우수한 성능을 보였고 -20dB 이상의 E_s/N_0 에서는 Hilbert 변환 방식이 더 좋은 성능을 나타내었다. 또한 QAM 변조 방식에서 delay and multiplier 회로는 낮은 E_s/N_0 에서는 심볼율을 검출할 수 없으며 square law 방식은 MPSK 변조 방식에서 보다 우수한 성능을 나타내었다.

ABSTRACT

This paper presents and compares several techniques that detect the symbol rate of unknown received signal. Symbol rate is detected from the power spectral density of the circuits such as the delay and multiplier circuit, the square law circuit, and analytic signal, etc. As a result of discrete Fourier transform of the output signals of these circuits, a lot of spectral lines and some peaks appear in frequency domain and the position of first peak is corresponding to the symbol rate. If a spectral line on the frequency that is not located in symbol rate is larger than the first peak, the symbol rate is erroneously detected. Thus, the ratio between the value of first peak and the highest side spectral line is used for the measure of the performance of symbol rate detector.

For the MPSK modulation, the analytic signal method shows better performance than the delay and multiplier and square law circuits when the received signal power is larger than -20dB . It is also noted that the delay and multiplier circuit is not able to detect the symbol rate for the QAM modulation.

Key words : symbol-rate detection, clock recovery, timing recovery, unknown signal

* 경희대학교 전자정보학부(School of Electronics and Information Kyunghee University)

· 논문번호 : 2003-2-6

· 접수일자 : 2003년 9월 4일

I. 서 론

디지털로 변조된 미상 신호의 심볼율을 검출하는 것은 신호의 감시, 확립, 감독, 증명뿐 아니라 능이 좋은 모뎀을 설계 하는 등 여러 가지 통신 응용분야에 이용된다. 최근까지 여러 가지 심볼율 검출 방식이 제시되었는데, 그 중 가장 많이 참조되고 있는 대표적인 방법이라면 delay and multiplier 회로[1][2], square law 회로[3][4][5], 혹은 Hilbert 변환[6]을 이용하는 방식을 들 수 있다. 각 방식들은 수신신호의 상호상관, 자기상관, 힐버트 변환(Hilbert transform)등을 취하고, 이들 신호를 푸리에 변환(Fourier transform)하였을 때 첫 번째 피크(peak)가 위치하는 곳이 바로 심볼율의 역수가 되는 주파수임을 알 수 있다. 그러나 디지털 변조 미상 신호의 심볼율을 검출하기 위한 연구는 여러 가지 방법으로 개별적으로 진행 되었으나 여러 가지 방식간의 성능을 함께 비교한 연구결과가 없고 또한 각각의 방식을 공통적으로 평가할 수 있는 성능 분석 기준이 없다. 즉, 각각의 방식 별로 서로 다른 성능분석 기준을 사용하여 심볼율이 검출될 수 있음을 보이고 있어 성능 비교가 불가능하였다.

본 논문에서는 몇 가지 대표적인 심볼율 검출 방식을 살펴보고, 이러한 방식들이 공통적으로 주파수상의 line spectral 성분을 보고 심볼율을 검출하고 있음에 착안하여 line spectral 성분과 주변 주파수의 최대 응답과의 비를 비교함으로써 각 방식의 성능을 평가하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 delay and multiplier 회로, square law 회로 및 Hilbert 변환 방식의 회로 구조 및 수식적 전개를 간략히 서술하였고 3장에서는 모의실험에 필요한 조건과 결과들을 분석했으며, 마지막으로 4장에서 결론을 도출하였다.

II. 시스템 모델

2-1 Delay and Multiplier 회로[1][2]

Delay and multiplier 회로는 몇 가지 변조 방식

에서 클럭(clock) 신호를 복구할 수 있는 간단한 비선형 회로이다. 그림 1은 이 회로의 구성도를 나타내고 있다.

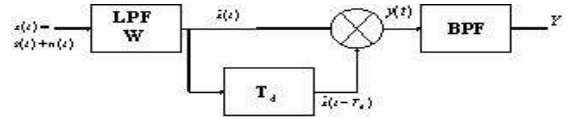


그림 1. Delay and Multiplier 회로의 블록선도
Fig. 1. Block-diagram of the Delay and Multiplier Circuit

송신 신호 $s(t)$ 를 기저대역 신호로 표현하면 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \tag{1}$$

여기서 a_k 는 k번째 펄스의 데이터, $g(t)$ 는 기본 펄스함수이다. 또한 수신신호 $x(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = s(t) + n(t) \tag{2}$$

여기서 $n(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN(Additive White Gaussian Noise)를 나타낸다. 수신 신호 $x(t)$ 의 저역 통과 필터 출력을 $\hat{x}(t)$ 라 할 때 θ 만큼 지연된 신호와의 곱을 $y(t)$ 라 하면,

$$y(t) = \hat{x}(t)\hat{x}(t - \theta) \tag{3}$$

와 같고 그 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \gamma_y(f) = & \gamma_{s,s}(f) + 2\gamma_s(f) * \gamma_n(f) \\ & + 2 \operatorname{Re} \left[\left(\gamma_s(f) \cdot e^{j2\pi f\theta} \right) * \left(\gamma_n(f) \cdot e^{-j2\pi f\theta} \right) \right] \\ & + \gamma_n(f) * \gamma_n(f) + \left(\gamma_n(f) \cdot e^{j2\pi f\theta} \right) * \left(\gamma_n(f) \cdot e^{-j2\pi f\theta} \right) \\ & + 2 \left[\Gamma_s(\theta) \cdot \Gamma_n(\theta) + \Gamma_n^2(\theta) \right] \cdot \delta(f) \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 * 은 컨볼루션 연산을, Re 는 복소함수의 실수부임을 의미한다. 또한 γ_n 는 신호 $u(t)$ 의 전력

스펙트럼 밀도를 나타내며, Γ_v 는 신호 $v(t)$ 의 자기상관함수를 나타낸다.

AWGN 잡음을 고려하지 않은 경우의 $y(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도는 식 (4)에서의 $\gamma_{s \times s}(f)$ 와 같으며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \gamma_y(f) &= \gamma_{s \times s}(f) \\ &= \frac{E|a^2|^2}{T^2} \sum_l \left| Q\left(\frac{l}{T}, \theta\right) \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{l}{T}\right) \\ &\quad + \frac{E|a^4| - E|a^2|^2}{T} |Q(f, \theta)|^2 + \frac{E|a^2|^2}{T} \sum_{m=0}^N |Q(f, mT + \theta)|^2 \\ &\quad + \frac{E|a^2|^2}{T} \sum_{m=0}^N Q(f, mT + \theta) \cdot Q(f, \theta - mT) \cdot e^{j2\pi f m T} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $q(t, \theta)$, $Q(f, \theta)$, $G(f)$ 는 다음과 같이 정의 한다.

$$q(t, \theta) = g(t) \cdot g^*(t - \theta) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} Q(f, \theta) &= F[q(t, \theta)] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} G(f + \eta) \cdot G^*(\eta) \cdot e^{j2\pi\eta\theta} d\eta \end{aligned} \quad (7)$$

$$G(f) = F[g(t)] \quad (8)$$

식 (5)에서 보면 $f = l/T$ 일 때 line spectral 성분이 발생하는 것을 알 수 있다. 즉 심볼율의 정수배에 해당하는 주파수에서 전력 스펙트럼은 주변 주파수 성분에 비하여 훨씬 큰 값을 가지게 되며 이 값을 검출함으로써 수신 신호의 심볼율을 추정할 수 있다.

2-2 Square Law 방식을 이용한 비선형 회로 [3][4][5]

그림 2는 square law 방식을 이용하여 심볼율을 검출하는 회로의 구성도를 보여주고 있다. 그림에서 입력 신호가 처음으로 통과하는 필터는 그 주파수 응답이 이상적인 구형파 형태인 대역 통과 필터이다. 대역폭이 W 일 때 이 대역 통과 필터의 전체 RF 대역폭을 $2W$ 로 정의한다. 대역 통과 필터를 통과한 신호는 포락선 검파기로 입력되고, 비선형 회

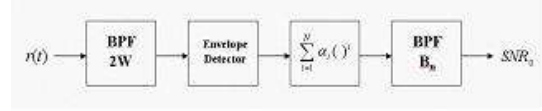


그림 2. Square law 비선형 검파기의 블록선도
Fig. 2. Block-diagram of the Square law non-linear envelope detector

로인 square law 포락선 검파기에 입력된다. 마지막으로, 이 비선형 포락선 검파기의 출력은 대역폭이 B 인 협대역 대역통과 필터를 지나게 된다.

수신신호를 $r(t)$ 라 하면,

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (9)$$

여기서 $s(t)$ 는 송신 신호, $n(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도 $N_0/2$ 인 AWGN이다. 송신 신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} s(t) &= A \operatorname{Re}\{d(t)e^{j\omega_0 t}\} \\ &= A \operatorname{Re}\left\{e^{j\omega_0 t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT_s)\right\} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $\{a_k\}$ 는 ± 1 의 값을 가지는 심볼 사퀀스이고, ω_0 는 신호의 중심 주파수, $p(t)$ 는 unit energy를 가지는 펄스를, T 는 심볼 주기를 나타낸다. 잡음을 고려하지 않은 경우 포락선 검파기와 N 차 비선형 회로를 통과한 출력 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e(t) = \sum_{m=1}^N \alpha_m \hat{d}^{2m}(t) \quad (11)$$

검파기의 출력은 심볼율에 의한 주기적 성분과 잡음에 의한 랜덤한 성분의 합인 형태로 나타나게 되며, 주기적 성분은 동일 신호의 곱에 의해 나타내어지는데 비선형 회로 출력의 기대값을 $e_s(t)$ 라 하고 DC성분을 제거하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} e_s(t) &= \sum_{m=1}^N \alpha_m E\{\hat{d}^{2m}(t)\} \\ &= \sum_{m=1}^N \alpha_m E\left\{\sum_{i=1}^m A_i \sum_k \hat{p}^{2m}(t - kT_s)\right\} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $m=1$ 인 경우 square law를 적용한 비선형 회로가 되며 이때의 $E\{\hat{d}^2(t)\}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} E\{\hat{d}^2(t)\} &= \sum_k \hat{p}^2(t - kT_s) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_k \hat{p}_2\left(\frac{k}{T_s}\right) \cdot e^{j\frac{2\pi k t}{T_s}} \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_k \left\{ [\hat{p}(f) * \hat{p}(f)] \cdot \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right) \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi k t}{T_s}} \quad (13) \end{aligned}$$

여기서 $\hat{p}_2(f)$ 는 $\hat{p}^2(t)$ 의 푸리에 변환이다.

식 (13)에서 보는 바와 같이 $E\{\hat{d}^2(t)\}$ 를 푸리에 변환 하면 주파수가 $f = k/T_s$ 일 때 그 값은 가진다는 것을 알 수 있다. 즉, 전체 신호의 푸리에 변환 결과는 심볼율의 정수배에서 피크가 존재하며 이 피크를 검출할 때 그에 해당하는 주파수에서 심볼율을 검출할 수 있다.

2-3 Hilbert Transform을 이용한 신호 분석[6]

이 방식에서는 기저대역의 신호가 아닌 대역 통과 입력에 대한 분석 신호로부터 얻어지는 신호의 포락선으로부터 심볼율을 검출하게 된다. $x(t)$ 를 대역 통과 신호, $\hat{x}(t)$ 는 이 대역 통과 신호의 힐버트 변환 (Hilbert transform)이라 할 때 분석 신호 $z(t)$ 는

$$z(t) = x(t) + \hat{x}(t) \quad (14)$$

로 표현할 수 있고 제공된 포락선 신호 $S_e(t)$ 는 와

$$S_e(t) = z(t) + z^*(t) = x^2(t) + \hat{x}^2(t) \quad (15)$$

같다.

입력 신호의 심볼율을 검출하기 위해 제공된 포락선의 스펙트럼 표현을 이용하게 되는데 그 이유는 절대값으로 포락선을 표현하는 경우 수식적으로 다루기가 매우 까다롭기 때문이다.

PSK 혹은 QAM으로 변조된 대역 통과 신호 $x(t)$ 는 다음과 같이 표현한다.

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_n c_n g(t - nT) e^{j2\pi f_c t} \right\} + n(t) \quad (16)$$

여기서 T 는 심볼 구간을, f_c 는 반송 주파수를, $g(t)$ 는 심볼 형태로 표현된 기저대역 신호를 나타내며, $n(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도 $N_0/2$ 를 가지는 AWGN이다. 또한 c_n 은 복소 데이터 심볼이며 $c_n = a_n + jb_n$ 으로 나타낼 수 있다.

식 (16)에서 잡음 성분을 고려하지 않는다면 다음과 같이 간략화 될 수 있다.

$$x(t) = x_I(t) \cos 2\pi f_c t - x_Q(t) \sin 2\pi f_c t \quad (17)$$

여기서 $x(t)$ 의 동위상 성분과 직교 위상 성분은 각각 다음과 같이 표현한다.

$$x_I(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \quad (18)$$

$$x_Q(t) = \sum_m b_m g(t - mT) \quad (19)$$

마찬가지로 힐버트 변환형 $\hat{x}(t)$ 는

$$\hat{x}(t) = x_I(t) \sin 2\pi f_c t + x_Q(t) \cos 2\pi f_c t \quad (20)$$

로 표현할 수 있다. 그러므로 제공된 포락선 신호 $S_e(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S_e(t) = x^2(t) + \hat{x}^2(t) = x_I^2(t) + x_Q^2(t) \quad (21)$$

그 결과로, $S_e(t)$ 는 이산적인 라인 스펙트럼 형태의 구하고자 하는 클럭 신호 성분 $u(t)$ 와 셀프 노이즈 성분 $n_s(t)$ 의 합으로 나타낼 수 있다. 구하고자 하는 클럭 신호 성분 $u(t)$ 와 그 푸리에 변환 $U(f)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$u(t) = E\{S_e(t)\} = (A^2 + B^2) \sum_n g^2(t - nT) \quad (22)$$

$$U(f) = \frac{A^2 + B^2}{T} \sum_l [G(f) * G(f)] \delta\left(f - \frac{l}{T}\right) \quad (23)$$

여기서 $G(f)$ 는 $g(t)$ 의 푸리에 변환을, * 은 컨벌루션을 나타낸다. $G(f)$ 가 대역 제한되었기 때문에 이산 스펙트럼 라인은 $t = 0, \pm 1$ 에서만 나타나고 이것은 DC성분과 심볼율을 나타낸다. 그러므로 $S_e(t)$ 의 푸리에 변환으로부터 심볼율이 포함되어 있는 주파수 범위에서 피크에 해당하는 주파수를 검출함으로써 입력 신호의 심볼율을 검출할 수 있다.

2-4 성능 비교 방법

각각의 방식에서의 심볼율은 각 회로를 통과한 출력 신호의 주파수 응답으로 확인해 볼 수 있다. 여기서 심볼율의 역수 및 그 정수배에 해당하는 주파수 대역에서 피크를 확인할 수 있으며 그 이외의 영역에 걸쳐 Spectral Line을 볼 수 있다. 즉, 각 방식들의 공통점은 주파수 영역에서 심볼율에 해당하는 line spectral 성분을 찾아 미상신호의 주기를 검출하고 있으며, 각각의 회로들은 이러한 line spectral 성분을 보다 명확하게 검출할 수 있도록 하는 역할을 한다고 할 수 있다. 심볼율을 검출하기 위해서는 이 피크의 값으로 판정하게 되는데, 각 방식에서 그 피크의 값들을 비교해 보면 일정하지 않다는 것을 알 수 있다. Spectral Line의 크기에서 피크를 검출하기 위해 적절한 문턱값을 결정해야 하는데, 이를 위해서는 피크의 크기와 함께 주변 Spectral Line의 크기를 고려해야 한다. 즉 피크의 절대적인 크기만으로 각 방식의 검출 성능을 비교하는 것은 정확하지 않으며, 피크의 크기와 주변 Spectral Line의 최대값의 비를 구함으로써 각 회로 방식에서의 검출 성능을 비교해 볼 수 있다.

III. 모의실험 결과

표. 1은 심볼율 검출 모의실험에 사용된 몇 가지 시스템 파라미터들을 보여주고 있다. 채널 환경으로는 AWGN이 고려되었으며 각각의 신호를 발생한 후 모의실험을 여러 번 수행하여 그 평균을 구하였다. 모의실험에 사용된 시뮬레이터 구성은 System View 시뮬레이터와 C++로 작성하였다.

표 1. 모의실험 시스템 파라미터
Table 1. System parameter of the Simulation

변조방식	QPSK/8 PSK/16 QAM
반송 주파수	96 kHz
비트율	9600 bps
심볼율	4800/3200/2400 bps

그림 3~5는 잡음이 없는 채널의 QPSK 변조 방식에서 각각의 방식의 출력에 대한 주파수 응답이다. 주목할 만한 것은 심볼율의 위치에서 첫 번째 피크를 가진다는 사실이다. 다른 변조 방식에서도 마찬가지로의 결과를 볼 수 있다.

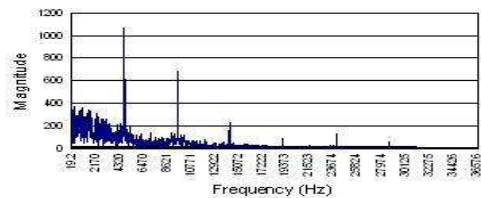


그림 3. 잡음이 없는 QPSK 변조방식에서 Delay and Multiplier 회로

Fig. 3. Result of the Delay and Multiplier Circuit in the QPSK without Noise

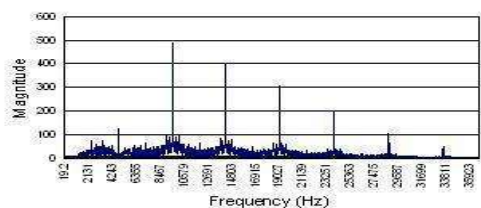


그림 4. 잡음이 없는 QPSK 변조방식에서 Square Law 회로

Fig. 4. Result of the Square Law Circuit in the QPSK without Noise

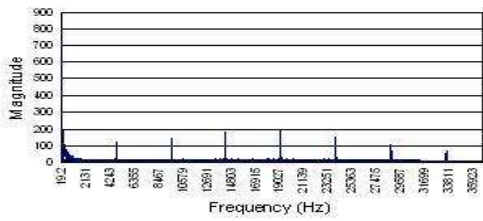


그림 5. 잡음이 없는 QPSK 변조방식에서 Hilbert 변환 방식

Fig. 5. Result of the Hilbert Transform method in the QPSK without Noise

그림 4의 결과를 보면 square law 회로의 경우 심볼율에 해당하는 피크의 값에 대한 주위 스펙트럼 라인의 값이 비교적 큰 것을 알 수 있다. 이에 비해 다른 방식들은 그 피크가 주위 스펙트럼 라인에 비해 매우 큰 것을 알 수 있다.

그림 6~11은 AWGN 채널 환경에서 8PSK 변조 방식의 결과를 보여주고 있다. 그림 6, 7은 Delay and multiplier 회로, 그림 8, 9는 Square law 회로, 그리고 그림 10, 11은 Hilbert 변환 방식에서의 결과를 나타낸다. 또한 그림 6, 8, 10은 E_s/N_0 가 0dB일 때를, 그림 7, 9, 11은 E_s/N_0 가 -30dB일 때의 결과를 보여준다.

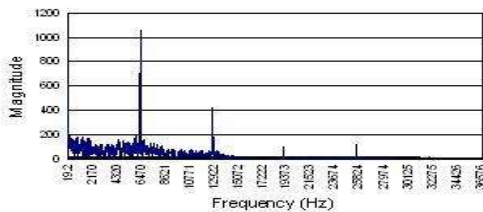


그림 6. 8PSK에서 Delay and Multiplier 회로 ($E_s/N_0=0dB$)

Fig. 6. Result of the Delay and Multiplier Circuit in the 8PSK($E_s/N_0=0dB$)

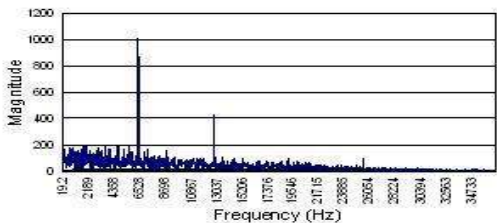


그림 7. 8PSK에서 Delay and Multiplier 회로 ($E_s/N_0=-30dB$)

Fig. 7. Result of the Delay and Multiplier Circuit in the 8PSK($E_s/N_0=-30dB$)

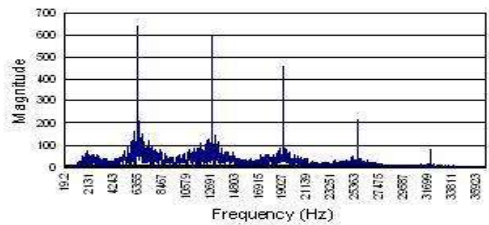


그림 8. 8PSK에서 Square Law 회로($E_s/N_0=0dB$)

Fig. 8. Result of the Square Law Circuit in the 8PSK($E_s/N_0=0dB$)

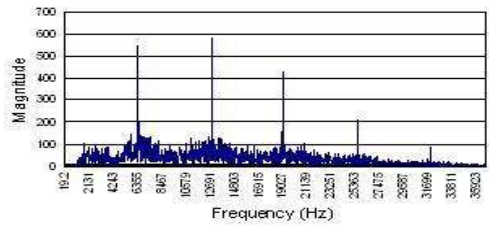


그림 9. 8PSK에서 Square Law 회로($E_s/N_0=-30dB$)

Fig. 9. Result of the Square Law Circuit in the 8PSK($E_s/N_0=-30dB$)

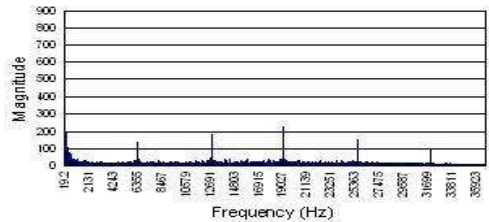


그림 10. 8PSK에서 Hilbert 변환 방식($E_s/N_0=0dB$)

Fig. 10. Result of the Hilbert Transform method in the 8PSK($E_s/N_0=0dB$)

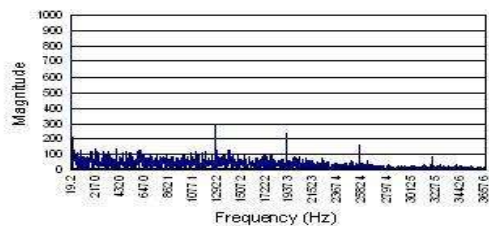


그림 11. 8PSK에서 Hilbert 변환 방식($E_s/N_0=-30dB$)

Fig. 11. Result of the Hilbert Transform method in the 8PSK($E_s/N_0=-30dB$)

각 회로방식에서 E_s/N_0 에 따라 비교해 보면 심볼율을 나타내는 피크는 E_s/N_0 가 작아짐에 따라 작아지고 주변 스펙트럴 라인의 값은 더 커짐을 알 수 있다. 또한 Hilbert 변환 방식에서는 -30dB의

E_s/N_0 에서 심볼율에 해당하는 피크가 뜨지 않음을 확인할 수 있다.

그림 12~14는 $E_s/N_0=-30\text{dB}$, 16-QAM 변조 방식에서의 결과를 보여준다.

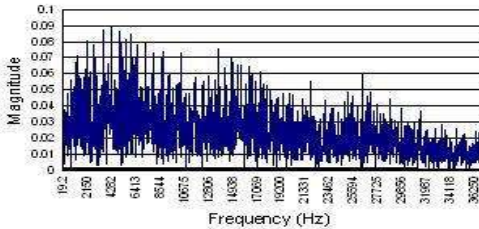


그림 12. 16-QAM에서 Delay and Multiplier 회로 ($E_s/N_0=-30\text{dB}$)
 Fig. 12. Result of the Delay and Multiplier Circuit in the 16-QAM($E_s/N_0=-30\text{dB}$)

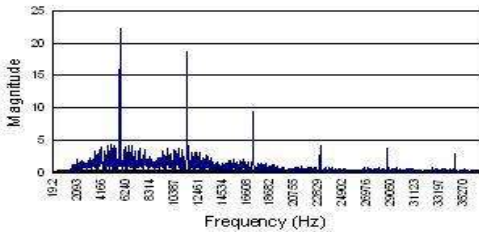


그림 13. 16-QAM에서 Square Law 회로 ($E_s/N_0=-30\text{dB}$)
 Fig. 13. Result of the Square Law Circuit in the 16-QAM($E_s/N_0=-30\text{dB}$)

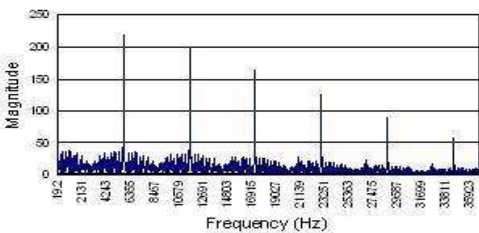


그림 14. 16-QAM에서 Hilbert 변환 방식 ($E_s/N_0=-30\text{dB}$)
 Fig. 14. Result of the Hilbert Transform method in the 16-QAM($E_s/N_0=-30\text{dB}$)

그림 12를 보면 낮은 E_s/N_0 에서 Delay and multiplier 회로는 16-QAM 변조방식에서는 심볼율을 검출할 수 없다는 것을 알 수 있다. 이에 비해 다른 두 회로방식에서는 비슷한 성능을 나타내는 것을 볼 수 있으며 특히 square law의

경우 다른 변조 방식과 비교 했을 때 더 좋은 성능을 나타냄을 알 수 있다.

심볼율의 검출 성능은 첫 번째 피크의 절대적인 크기로는 각 회로별로 비교할 수 없으며 심볼율을 나타내는 피크와 그 주위의 스펙트럼 라인 중 가장 큰 값과의 차이를 통해서 비교해 볼 수 있다. 표 2에서는 각각의 방식의 성능을 비교하기 위해 첫 번째 피크와 가장 큰 주위 스펙트럼 라인의 비를 나타내었다.

표 2. QPSK 변조 방식에서의 Peak to Highest Side Spectral Line Ratio
 Table 2. The Peak to highest Side Spectral Line Ratio in the QPSK

ES/N0	Peak to Highest Side Spectral Line Ratio		
	Delay and Multiplier	Square Law	Hilbert transform
30	5.81	6.27	2.52
25	6.19	4.53	4.04
20	4.12	3.70	7.19
15	8.17	4.29	7.25
10	4.76	3.60	8.13
5	4.05	3.34	10.4
0	6.03	5.74	6.62

AWGN 채널 환경에서 E_s/N_0 가 -20dB 에서 0dB 사이일 때 Hilbert 변환 방식이 가장 좋은 성능을 보였다. 그러나 E_s/N_0 가 -20dB 보다 낮은 경우에는 delay and multiplier 회로가 더 좋은 성능을 보였다. 또한 16-QAM 변조 방식에서는 delay and multiplier 회로는 심볼율을 검출할 수 없었고 square law 방식과 Hilbert 변환 방식은 우수한 성능을 보였으며 특히 square law 방식은 다른 변조방식에서보다 좋은 검출 성능을 보였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 심볼율을 검출하기 위해 delay and multiplier 회로, square law 회로와 Hilbert 변환 방식의 세 가지 전형적인 방법을 고려하였다. 심볼율 검출을 위해 각 방식에 의한 회로의 출력을 푸리에 변환하였고 이 때 심볼율은 푸리에

변환한 결과의 크기 성분에서 첫 번째 피크에 해당하는 주파수와 같다는 사실을 알 수 있었다. 한편 각각의 방식에서 심볼율에 해당하는 피크의 크기는 모두 다르기 때문에 심볼율을 나타내는 피크의 크기와 주위 스펙트럼 라인의 최대값과의 비를 구함으로써 각 방식의 성능을 비교할 수 있다. 또한 이 비는 심볼율 검출의 문턱값을 결정하는 중요한 파라미터이다.

AWGN 채널 환경의 -20dB 이상의 높은 E_s/N_0 에서는 MPSK 변조 방식에서는 Hilbert 변환 방식이 가장 좋은 성능을 보였으나 -20dB 이하의 낮은 E_s/N_0 에서는 delay and multiplier 회로보다 성능이 떨어진다는 것을 알 수 있다. 또한 16-QAM 변조 방식에서는 delay and multiplier 방식으로는 심볼율을 검출할 수 없으며 다른 두 가지 방식은 우수한 성능을 나타내었다. 특히 square law 회로 방식의 경우 MPSK 변조 방식에서 보다 성능이 매우 향상되었음을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J. Imbeaux "Performances of the Delay Line Multiplier Circuit for Clock and Carrier Synchronization in Digital Satellite Communications," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, Vol. 1, Issue 1, Jan, 1983,

pp.82-95.
 [2] D. E. Reed, M. A. Wickert "Minimization of Detection of Symbol Rate Spectral Lines by Delay and Multiply Receivers," IEEE Trans, COM 36, 1988, pp.118-120.
 [3] D. E. Reed, M. A. Wickert "Spread Spectrum Signals With Low Probability Of Chip Rate Detection," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, Vol. 7, Issue 4, May 1989, pp. 595-601.
 [4] D. E. Reed, M. A. Wickert "A Performance Comparison of Optimum and Sub Optimum Receiver Structures for Rate Line Detection Of Digitally Modulated Carriers," in Proc. IEEE 1988 Region Five Conference, Colorado Springs, Colorado, March 21-23, 1988, pp.177-181.
 [5] D. E. Reed, M. A. Wickert "Symbol Rate Detection by a Power Series Nonlinear Envelope Detector Receiver," Phoenix conference on Computers and Communications, March 16-18, 1988
 [6] B. S. Koh, H. S. Lee "Detection Of Symbol Rate Of Unknown Digital Communication," IEE Electronics Letters, vol. 29, No. 3, 4 Feb. 1993.

주 세 준(朱世濬)



2002년 2월: 경희대학교 전자전파 계열(공학사)
 2002년 3월~현재: 경희대학교 전파공학과 석사과정
 관심분야: 미상 신호 검출, Binary CDMA, multi-code CDMA

홍 인 기(弘仁基)



1989년 2월: 연세대학교 전기 공학과(공학사)
 1991년 2월: 연세대학교 전기 공학과 공학석사
 1995년 8월: 연세대학교 전기 공학과 공학박사
 1995년~1999년: SK Telecom 중앙연구원 선임 연구원

1997년~1998년: NTT DoCoMo 교환 연구원
 1999년~현재: 경희대학교 전자정보대학 조교수
 관심분야: CDMA, 이동통신