

비선형 에너지 추적기를 이용한 근접된 톤 신호 검출

正會員 황 성 수*, 이 용 환*

Detection of Narrowly Spaced Tone Signals Using a Nonlinear Energy Tracker

Sung-Soo Hwang*, Yong-Hwan Lee* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 Teager 알고리즘⁽¹⁾이라 불리는 비선형 에너지 추적기를 이용하여 주파수 영역에서 근접한 톤 신호를 효율적으로 검출하는 방식을 제안한다. Teager 에너지 추적기에 톤 신호를 입력하면 입력 톤 신호의 에너지와 주파수에 비례하는 신호가 출력으로 발생되고 톤 신호의 포락선이 변할 때는 그 에너지를 추적할 수 있다. Teager 에너지 추적기를 이용하면 첨예한 notch 필터를 사용하지 않고도 근접한 톤 신호의 검출기를 구현할 수 있다. 제안한 검출기를 V.25와 V.8 신호 검출에 적용하여 설계하고, 검출기의 성능 분석을 모의 실험을 통해 검증한다.

ABSTRACT

We propose a simple scheme for detecting tone signals narrowly spaced in the frequency by employing a nonlinear device called Teager's energy tracker⁽¹⁾. When the input signal is a tone signal, the output of Teager's energy tracker is proportional to the energy and tone frequency of the input signal. When the envelope of the input tone is varying, this tracker can also track the energy of the envelope. By employing Teager's algorithm as a preprocessor, the detector for narrowly spaced tone signals can be implemented without the use of sharp notch filters. As an example, the proposed detector is applied to distinguishing ITU-T V.8 and V.25 tone signals. The detector performance is analyzed and is verified by computer simulation.

I. 서 론

많은 통신 시스템에서 통신하고자 하는 상대방에게 프로토콜 제어 명령과 그에 대한 응답신호를 주파수

가 다른 톤 신호들을 사용하여 주고 받는다. 한 예로 V.34 음성대역 모뎀의 초기화에는 ITU-T V.8, V.25 권고안에 정의된 톤 신호를 사용하고 있다. 통신 시스템의 빠른 초기화를 위해서는 이러한 톤 신호를 되도록 신속하고 정확하게 검출하는 것이 필요하다.

사용되는 톤 신호들의 주파수가 충분히 떨어져 있다면 notch 필터를 이용하는 등 비교적 간단한 방식으

*서울대학교 전기공학부
論文番號: 97151-0506
接受日字: 1997年 5月 6日

로 톤 신호를 검출할 수 있다^(2,3). 그러나 주파수가 매우 근접한 신호에 대해서는 대역폭이 매우 좁은 notch 필터가 요구되고 이는 필터의 구현이 복잡해지는 등의 문제가 있다. 본 논문에서는 Teager 에너지 추적기를 이용하여 좁은 notch 필터를 사용하지 않고 근접한 톤 신호를 구별할 수 있는 기법을 제안한다. 톤 검출기를 이론적으로 설계하여 모의실험을 통해 검증하고 신호 대 잡음비가 낮은 경우에도 적절한 성능을 갖게 됨을 보인다.

2장에서는 Teager의 알고리즘이라 불리는 비선형 에너지 추적기의 특성을 기술하고 그 특성을 이용하여 일반적인 근접한 톤 신호에 대한 검출기 모델을 제안한다. 3장에서는 이 비선형 에너지 추적기를 ITU-T V.8, V.25 권고안에서 사용되는 변형된 형태의 근접한 톤 신호를 구별하는 문제에 적용하여, Fixed Sample Size(FSS) 테스트 방식에 의한 톤 신호 검출기를 설계한다. 설계된 톤 신호 검출기의 성능을 이론적으로 분석하고 모의 실험을 통해 검증한다.

II. Teager 에너지 추적기

표본 주파수 f_s 로 시간 $t = kT_s (= k/f_s)$ 에서 표본화된 입력신호 $s(k)$ 에 대해

$$T(k) = s^2(k) - s(k+1)s(k-1) \quad (1)$$

로 정의되는 Teager 알고리즘은, 입력 신호가 $s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta)$ 인 톤 신호일 경우, 그 출력이

$$T(k) = A^2 \sin^2(2\pi f_r) \quad (2)$$

가 되어 표본 위상 θ 에 관계없이 톤 신호의 에너지와 톤 주파수에 비례하는 출력을 갖게 된다⁽¹⁾. 여기서 $f_r = f_c/f_s$ 이므로 그림 1과 같이 톤 신호의 주파수 f_c 와 표본화 주파수 f_s 의 비에 따라 출력의 크기가 결정되며 톤 신호의 주파수 f_c 의 $4/(2n+1)$ 배 ($n=0, 1, 2, \dots$)로 표본화할 때에 $T(k)$ 가 최대값을 갖게 된다.

Δf 만큼의 주파수 편이(frequency offset)가 있는 입력신호

$$s(t) = A \cos\{2\pi(f_c \pm \Delta f)t + \theta\} \quad (3)$$

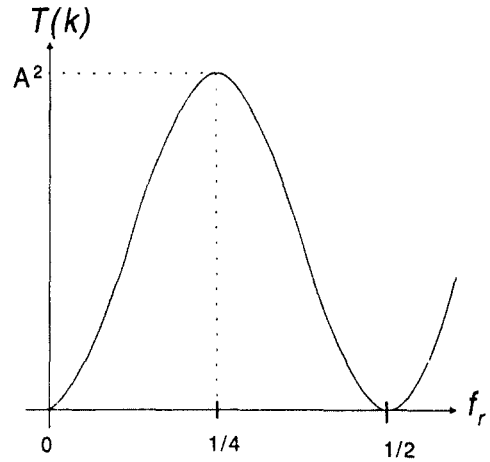


그림 1. Teager 에너지 추적기의 출력
Fig. 1 The output of Teager's energy tracker

에 대해서 Δf 가 주파수 f_s 에 비해 매우 작은 경우, Teager 에너지 추적기의 출력은

$$T(k) = A^2 \sin^2\left[2\pi\left(f_r \pm \frac{\Delta f}{f_s}\right)\right] \approx A^2 \sin^2(2\pi f_r) \quad (4)$$

가 되어 주파수 편이의 영향은 무시될 수 있다. 따라서 Teager 에너지 추적기는 주파수 편이를 고려하는 별도의 주파수 동기의 필요 없이 연속하여 얻어진 세 개의 표본만으로도 톤 신호의 에너지를 추적할 수 있으므로 음성 신호의 빠른 추적에 응용된 바 있다⁽¹⁾.

이러한 성질을 이용하여 다음과 같이 서로 근접한 두 개의 톤 신호를 검출하는 방식을 고려한다.

$$a(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + \phi) & : H_0 \\ A \cos\{2\pi(f_c + f_o)t + \phi\} & : H_1 \end{cases} \quad (5)$$

여기서 ϕ 는 위상 편이이며 $f_o \ll f_c$ 임을 가정하고, H_0 , H_1 는 각각 그 신호가 보내졌다는 가정을 나타낸다. 식(5)의 신호들은 주파수 영역에서 f_c 근처에 매우 근접해 있는 톤 신호이므로 notch filter를 이용하는 기존의 방식으로는 구별이 용이하지 않다. 그러나 톤 신호를 저대역 신호로 복조시켜 통과대역에서 근접한 톤 신호를 검출하는 문제를 저대역에서 f_o 주파수의 톤과 DC 근처에 있는 거의 상수로 볼 수 있는 신호를 검출하는 문제로 귀결시키면 Teager 에너지 추

적기를 적용하여 간단히 검출할 수 있으며 그림 2와 같은 구조로 구현할 수 있다. Teager 에너지 추적기를 사용하면 복조시에 위상편이 ϕ 에 무관하고 또 작은 주파수 편이 Δf 에도 큰 영향을 받지 않으므로 검출기의 구조가 매우 간단해질 수 있다. 그림 2에서 저대역으로 복조시키고 저대역 통과 필터(LPF)로 고주파 성분을 제거한 신호는

$$x(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} \cos[2\pi\Delta f t - \phi] & : H_0 \\ \frac{A}{2} \cos[2\pi(f_0 - \Delta f)t + \phi] & : H_1 \end{cases} \quad (6)$$

이 된다. 여기서 Δf 는 복조기의 주파수 편이이고, $\Delta f \ll f_0$ 임을 가정한다. 식(6)으로부터 근접한 톤 신호의 검출문제가 DC 근처의 거의 상수인 신호와 f_0 근처의 톤 신호를 검출하는 문제로 귀결된다. 만약 notch 필터를 이용하여 검출기를 구현한다면, 두 신호의 조파수 성분이 근접해 있어 매우 좁은 주파수 감쇄 특성을 갖는 notch 필터가 필요하게 되어 구현이 복잡해지며, 특히 주파수 편이가 존재하는 경우에는 이로 인한 필터의 성능 저하가 매우 크게 된다.

주파수 f_0 의 4배로 표본화하여 Teager 에너지 추적기를 적용시키면 출력 $y(k)$ 는

$$y(k) = \begin{cases} \frac{A^2}{4} \sin^2\left\{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_d}{f_0}\right\} \approx 0 & : H_0 \\ \frac{A^2}{4} \sin^2\left\{\frac{\pi}{2} \left(1 \pm \frac{f_d}{f_0}\right)\right\} \approx \frac{A^2}{4} & : H_1 \end{cases} \quad (7)$$

이 된다. 따라서 근접한 톤 신호를 구별하는 문제가 단순한 이진 검출 문제로 귀결되므로 출력의 통계적 특성에 맞는 테스트를 하여 그림 2와 같은 구조로 두 신호를 검출할 수 있다.

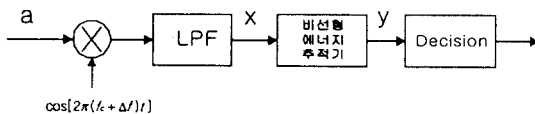


그림 2. Teager 에너지 추적기를 이용한 근접 톤 신호의 검출기

Fig. 2 Tone detector scheme based on Teager's energy tracker

Ⅲ. V.25와 V.8 톤 검출기 설계

주파수 f_0 인 톤 신호로 진폭 변조된 신호

$$s(t) = A [1 + \rho \cos(2\pi f_0 t + \phi)] \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (8)$$

를 주파수 f_s 로 표본화하여 Teager 에너지 추적기에 입력시키면 그 출력은

$$\begin{aligned} T(k) &= A^2 [1 + \rho \cos(2\pi f_d k + \phi)]^2 \sin^2(2\pi f_r) \\ &\quad + A^2 [\rho^2 \sin^2(2\pi f_d) + 2\rho(1 - \cos 2\pi f_d) \cos(2\pi f_d k + \phi)] \\ &\quad [\cos^2(2\pi f_r k + \theta) - \sin^2(2\pi f_r)] \\ &\approx A^2 [1 + \rho \cos(2\pi f_d k + \phi)]^2 \sin^2(2\pi f_r) \end{aligned} \quad (9)$$

가 된다. 여기서 $f_r = f_c/f_s$ 이고 $f_d = f_0/f_s$ 이다. $f_d = f_0/f_s \ll 1$ 이므로 f_0 가 f_s 보다 매우 작다고 가정하면 $\cos 2\pi f_d \approx 1$, $\sin 2\pi f_d \approx 0$ 이 되어 위 식의 두 번째 항은 무시될 수 있다. 따라서 Teager 에너지 추적기는 반송파 주파수에서 근접하게 진폭 변조된 톤 신호에 대해서는 포락선의 에너지가 검출되는 성질을 갖게 된다. $\rho=0$ 일 때와 $\rho \neq 0$ 일 때의 출력을 그림 3에 예로 나타내었다. 이러한 성질을 이용하여 Teager 에너지 추적기를 간단한 AM 복조기 또는 FM 복조기로도 사용할 수 있다^(4,5).

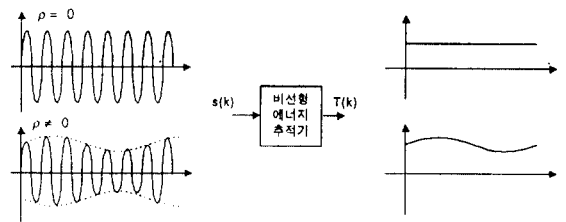


그림 3. Teager 에너지 추적기의 입, 출력
Fig. 3 The inputs and outputs of Teager's energy tracker

위와 같은 특성을 이용하여 다음과 같이 주어진 두 개의 톤 신호를 검출하는 문제를 고려한다.

$$s_i(t) = \begin{cases} A_0 \cos(2\pi f_c t + \theta) & : H_0 \\ A_1 [1 + \rho \cos(2\pi f_0 t + \phi)] \cos(2\pi f_c t + \theta) & : H_1 \end{cases} \quad (10)$$

여기서 두 신호의 에너지가 같도록 상수 A_0 를 $A_0 = A_1\sqrt{1+\rho^2}/2$ 로 조정한다. 두 톤 신호가 Teager 에너지 추적기를 통과하고 나면 그림 3과 같이 상수 신호 또는 톤 신호가 된다. 따라서 위의 두 신호의 검출 문제는 다음과 같이 톤 신호의 유무를 가리는 단순한 이진 검출 문제로 귀결될 수 있다.

시간 $t = kT_s$ ($T_s = 1/f_s$)에서 표본화된 수신 신호

$$r(k) = s(k) + n(k) \quad (11)$$

가 Teager 에너지 추적기에 입력되면, 그 출력은

$$T(k) = s^2(k) - s(k+1)s(k-1) + n(k)^2 - n(k+1)n(k-1) + 2s(k)n(k) - s(k+1)n(k-1) - s(k-1)n(k+1) \quad (12)$$

가 된다. 여기서 $n(k)$ 를 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 백색 가우시안 잡음이라고 가정하면 $T(k)$ 의 평균과 분산은 각각

$$\begin{aligned} m_T(k) &\equiv E\{T(k)\} \\ &= s^2(k) - s(k+1)s(k-1) + \sigma_n^2 \\ \sigma_T^2(k) &\equiv \text{var}\{T(k)\} \\ &= 3\sigma_n^4 + \sigma_n^2[4s^2(k) + s^2(k+1) + s^2(k-1)] \end{aligned} \quad (13), (14)$$

로 주어진다.

$s(k) = s_0(k)$ 일 때, Teager 에너지 추적기의 출력의 평균값은

$$m_{T_0}(k) = A_1^2 \left(1 + \frac{\rho^2}{2}\right) \sin^2(2\pi f_r) + \sigma_n^2 \quad (15)$$

로 상수가 되고 분산은 $s(k) = s_0(k)$ 일 때 식 (14)로 주어진다. $s(k) = s_1(k)$ 일 때, 비선형 에너지 추적기의 출력의 평균값은

$$\begin{aligned} m_{T_1}(k) &= A_1^2 \left[\left(1 + \frac{\rho^2}{2}\right) \sin^2(2\pi f_r) + \frac{\rho^2}{2} \cdot \cos 4\pi f_r \right. \\ &\quad \left. \cdot \sin^2(2\pi f_d) \right] + \sigma_n^2 \\ &\quad + A_1^2 \rho [1 - \cos 2\pi f_d \cdot \cos 4\pi f_r] \cos(2\pi f_d k + \phi) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{A_1^2 \rho^2}{2} \cdot \sin^2(2\pi f_r) \cos[2(2\pi f_d k + \phi)] \\ &+ \frac{A_1^2}{2} \cdot [\rho^2 \sin^2(2\pi f_d) + 2\rho(1 - \cos 2\pi f_d) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_d k + \phi)] \cdot \cos[2(2\pi f_r k + \theta)] \end{aligned} \quad (16)$$

으로 주어지고 분산은 $s(k) = s_1(k)$ 일 때 식 (14)로 주어진다. 식 (16)에서 첫 항과 둘째 항은 DC 성분이고 셋째 항은 주파수 f_0 인 톤 신호이고 나머지 두 항은 f_0 보다 더 높은 주파수의 톤 신호이다. LPF를 사용하여 주파수가 f_0 보다 큰 성분을 제거하면 첫 번째와 두 번째 항만 남으므로 Teager 에너지 추적기와 적절한 필터를 이용하여 서로 다른 두 개의 톤 신호를 구분하는 문제가 DC 신호(가정 H_0)와 톤 신호(가정 H_1)를 구별하는 문제로 귀결된다.

제안된 톤 검출기는 그림 4와 같이 구현될 수 있다. 수신된 신호는 먼저 Teager 에너지 추적기에 의해 사전 처리된다. 식 (15), (16)에서 공통적으로 포함되어 있는 DC 성분은 간단한 고대역 통과 필터(HPF)로 제거할 수 있으므로 LPF와 HPF로 이루어진 대역 통과 필터(BPF)를 통과시키면 앞에서 논한 가정 판단 문제로 귀결된다. BPF를 통과하면서 신호의 분산이 가정 H_i 하에서 a_i 의 인자로 변한다면 BPF의 출력 $h(k)$ 의 평균과 분산은

$$m_{h_i}(k) \equiv E\{h(k)\} = \begin{cases} 0 & : H_0 \\ A_h \cos(2\pi f_d k + \phi) & : H_1 \end{cases} \quad (17)$$

$$\sigma_{h_i}^2 \equiv \text{var}\{h_i(k)\} = a_i \sigma_{T_i}^2 \quad (18)$$

로 주어진다. 여기서 $A_h = A_1^2 \rho [1 - \cos 2\pi f_d \cos(4\pi f_r)]$ 이다. 주목할 사항은 식 (14)로 주어진 분산이 각 가정 하의 신호를 포함하므로 각 가정 하에서 감쇄인자 a_i 도 다르게 된다는 사실이다.

그림 4의 첫 번째 LPF는 주파수 f_0 의 톤 신호를 차단한다. 제곱기와 두 번째 LPF는 $v(k)$ 와 $v(k)$ 신호의 전력 차이를 계산하는 블록이다. 가정 H_1 인 경우는 주파수 f_0 인 톤 신호의 전력이 두 번째 LPF의 출력 $x(k)$ 에 나타날 것이고 가정 H_0 인 경우는 잡음에 의한 전력만이 나타날 것이다. 첫 번째 LPF가 주파수 f_0 의 톤 신호의 전력을 ζ 의 인자로 감쇄시킨다고 가정하

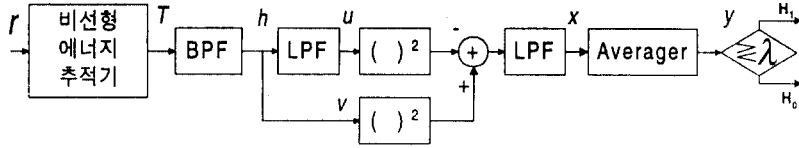


그림 4. 제안된 검출기의 블록도
Fig. 4 A block diagram of the proposed tone detector

자. 만일 가정 H_i 하에서 첫 번째와 두 번째 LPF를 거치면서 분산이 각각 β_i, γ_i 의 인자로 변한다면 $x(k)$ 의 평균과 분산은

$$m_{x_i} \equiv E\{x(k)\} = \begin{cases} (1 - \beta_0) \sigma_{h_0}^2 & : H_0 \\ (1 - \zeta) A_k^2 / 2 + (1 - \beta_1) \sigma_{h_1}^2 & : H_1 \end{cases} \quad (19)$$

$$\sigma_{x_i}^2 \equiv \text{var}\{x(k)\} = \begin{cases} 2\gamma_0(1 - \beta_0)^2 \sigma_{h_0}^4 & : H_0 \\ 2\gamma_1[A_k^2 \sigma_{h_1}^2(1 - \sqrt{\zeta b_1})^2 + \sigma_{h_1}^4(1 - \beta_1)^2] & : H_1 \end{cases} \quad (20)$$

로 표시될 수 있다. 설계의 용이성을 위해 다음과 같이 N 개의 표본을 취하는 FSS 테스트 방식을 이용하여 두 톤을 최종 판별한다.

$$y(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=k-N+1}^k x(i) \quad (21)$$

$$\begin{cases} < \eta & \Rightarrow H_0 \text{을 선택 (ANS)} \\ \geq \eta & \Rightarrow H_1 \text{을 선택 (ANSam)} \end{cases}$$

표본 수 N 이 작지 않다고 가정하면 중심극한정리(Central Limit Theorem)⁽⁶⁾에 의해서 $y(k)$ 는 평균과 분산이 각각 $m_{y_i} = m_{x_i}, \sigma_{y_i}^2 = \sigma_{x_i}^2 / N$ 인 가우시안 확률 변수로 근사화될 수 있다. 예로 그림 5에서 신호대 잡음비(SNR)가 9dB이고 $\rho = 0.2$ 일 때 $N = 200$ 에 대해 출력 $y(k)$ 의 분포를 나타내었다. 실선으로 표시된 그림은 모델링된 가우시안 분포이고 $\circ, +$ 로 표시된 값들은 각각 가정 H_0, H_1 인 경우의 출력신호 값의 분포에 대해 모의실험을 한 결과로 가우시안 모델이 적절한 모델임을 알 수 있다.

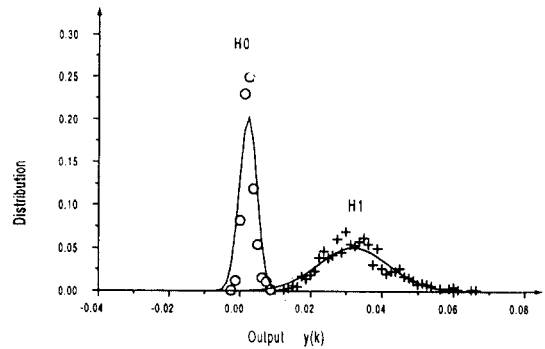


그림 5. 검출기 출력신호의 분포 모델링
Fig. 5 The amplitude distribution of the output signals

가우시안 모델로부터 문턱값 η 가 주어졌을 때 검출 확률 P_D 와 오검출 확률 P_F 는 다음과 같이 정해진다⁽⁷⁾.

$$P_D = \int_{\eta}^{\infty} f_{Y|H_1}(y | H_1) dy = Q\left(\frac{\eta - m_{y_1}}{\sigma_{y_1}}\right) \quad (22)$$

$$P_F = \int_{\eta}^{\infty} f_{Y|H_0}(y | H_0) dy = Q\left(\frac{\eta - m_{y_0}}{\sigma_{y_0}}\right)$$

여기서 $f_{Y|H_i}(y | H_i)$ 는 각 가정 $H_i, i = 0, 1$, 하에서 $y(k)$ 의 확률밀도함수이고 $Q(\cdot)$ 는

$$Q(v) = \int_v^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{u^2}{2}\right\} du \quad (23)$$

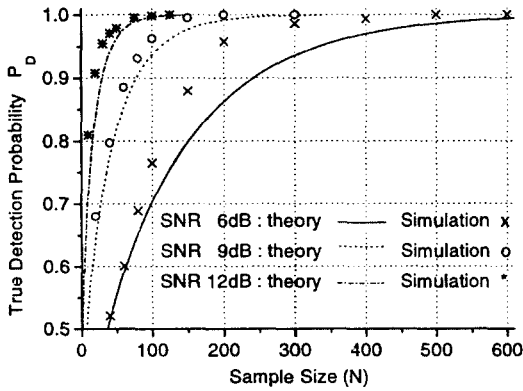
로 주어진다. 따라서 요구되는 검출 및 오검출 확률을 만족시키는 FSS 테스트에 필요한 표본 수 N 과 문턱값 η 는 다음과 같이 얻어진다.

$$N = \left[\frac{\sigma_{x_1} Q^{-1}(P_F) - \sigma_{x_0} Q^{-1}(P_D)}{m_{x_1} - m_{x_0}} \right]^2 \quad (24)$$

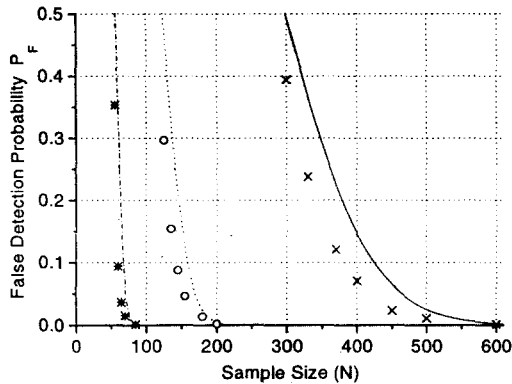
$$\eta = m_{y_0} + \sigma_{y_0} Q^{-1}(P_F) \quad (= m_{y_1} + \sigma_{y_1} Q^{-1}(P_D)) \quad (25)$$

설계된 검출기의 성능을 검증하기 위해 ITU-T V.8, V.25 권고안에 정의된 톤 신호 검출에 적용시킨다. 권고안에 따르면 $\rho=0.2$, $f_o=15$ Hz, $f_c=2100\pm 1$ Hz이다. 표본 주파수를 $f_s=7200$ Hz로 가정하면 $\sin^2(2\pi f_r) = 0.9330$ 으로 최대값 1에 비교적 근접한 상태가 되며 톤 신호의 주파수 편이 Δf 가 최대 1 Hz이므로 이에 따른 출력은 $\sin^2\{2\pi(f_c\pm\Delta f)/f_s\} = 0.9330\pm 0.0004$ 가 되어 주파수 편이의 영향은 무시될 수 있다. 따라서 본 실험에서는 주파수 편이는 없는 것으로 가정을 한다.

앞에서 제시된 이론적 설계값의 타당성을 검토하



(a)



(b)

그림 6. 제안한 검출기의 성능

- (a) $P_F=0.01$ 일 때의 검출 확률
- (b) $P_D=0.99$ 일 때의 오검출 확률

Fig. 6 The performance of the proposed detector:

- (a) The true detection probability when $P_F=0.01$
- (b) The false detection probability when $P_D=0.99$

기 위하여, 그림 6은 다른 SNR 조건에서 주어진 검출 및 오검출 확률을 만족시키기 위해 필요한 표본 수를 나타내고 있다. 여기서 필터 등에서 소요되는 시간 지연은 매우 적으므로 표본 수 계산에 포함시키지 않았다. 그림 6(a)는 오검출 확률을 $P_F=0.01$ 로 고정시키고 설계값과 실제 검출 확률을 표본 수에 대해 표시한 것이고 그림 6(b)는 검출 확률을 $P_D=0.99$ 로 고정시키고 설계값과 실제 오검출 확률을 표본 수에 대해 표시한 것이다. 출력신호의 가우시안 모델링에서 모델링된 분산 값이 설계값보다 약간 크게되어 있으므로 설계된 검출기는 요구되는 성능을 항상 보장함을 볼 수 있다. 또한 SNR이 커질수록 설계의 정확도가 높아지게 됨을 볼 수 있다.

그림 7은 주어진 설계 목표인 P_D, P_F 에 대해 이를 만족시키기 위해 필요한 표본 수 N 의 이론값과 실험값을 SNR에 따라 도시한 것이다. 모의 실험값은 검출 확률과 오검출 확률을 동시에 만족시키는 최소의 표본 수를 나타낸 것이다. 그림 7에서도 검출기가 설계 목표를 충분히 만족시키도록 설계되었음을 알 수 있다.

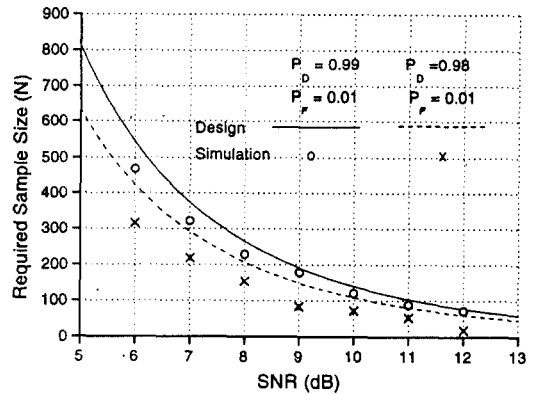


그림 7. SNR 변화에 따른 표본 수

Fig. 7 The required sample sizes versus SNR

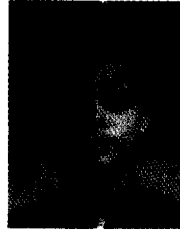
IV. 결 론

본 논문에서는 톤 신호의 에너지를 검출할 수 있는 비선형 알고리즘을 이용하여 근접해 있는 톤 신호를 첨예한 notch 필터를 사용하지 않는 간단한 구조로 검출할 수 있는 방법을 제안하였다. ITU-T V.8, V.25

권고안에 정의된 신호를 구분하는데 제안된 방식을 적용하였다. FSS 테스트 방식을 사용하여 검출기를 구성하고, 검출기의 최종 출력을 가우시안 확률변수로 근사화하여 설계하였다. 이론적인 검출기 성능은 모의실험을 통해 검증하였으며 설계한 검출기가 낮은 SNR에서도 안정적으로 작동함을 보였다.

참 고 문 헌

1. F. Kaiser, "On a simple algorithm to calculate the 'energy' of a signal," *ICASSP 90* vol. pp. 381-384, April 1990.
2. A. Regalia, "An improved lattice-based adaptive IIR notch filter," *IEEE Trans. Signal Processing*, pp. 2124-2128, Sept. 1991.
3. C. C. Ko and C. P. Li, "An adaptive IIR structure for the separation, enhancement, and tracking of multiple sinusoids," *IEEE Trans. Signal Processing*, pp. 2832-2834, Oct. 1994.
4. K. G. Larkin, "Efficient demodulator for bandpass sampled AM signals," *Electronics Letters*, Vol. 32, pp. 101-102, 1996.
5. P. Maragos, F. Kaiser and T. F. Quatieri, "On amplitude and frequency demodulation using energy operators", *IEEE Trans. Signal Process.*, pp. 1532-1550, 1993.
6. Z. Peebles, Jr., *Probability, random variables, and random signal principles*, McGraw Hill, 1993.
7. H. L. Van Trees, *Detection, estimation, and modulation theory (part I)*, Wiley, 1968.



황 성 수(Sung-Soo Hwang) 정회원
1996년 2월: 서울대학교 전기공학
부 졸업(학사)
1996년 3월~현재: 서울대학교 전
기공학부 석사과정
재학 중
※주관심분야: 통신 신호 처리

이 용 환(Yong-Hwan Lee)
한국통신학회지 10월호 참조

정회원