

論文2000-37TC-3-1

이동통신을 위한 FSK 동기 및 변복조기술에 관한 연구

I부. FSK 복조를 위한 Quadrature Detector 설계

(A Study on the FSK Synchronization and MODEM Techniques for Mobile Communication)

Part I :Design of Quadrature Detector for FSK Demodulation.

金基潤*, 崔炯辰*

(Ki Yun Kim and Hyung Jin Choi)

요 약

본 논문에서는 현재 이동통신 시스템의 한 형태로 단말기의 하드웨어 구현이 간단하고 IC 제작이 경제적이어서 무선호출시스템 등에 많이 사용되고 있는 FSK 신호 복조를 위한 Quadrature Detector의 디지털 시뮬레이션 모델을 구현하였다. Quadrature Detector는 아날로그 소자로서 입력신호의 주파수에 따라 다른 위상 변화값이 비선형적으로 출력되어 지금까지 시뮬레이션을 통한 정확한 시스템 특성 분석이 어려웠다. 이에 본 논문에서는 Quadrature Detector를 이용한 FSK 신호의 복조과정을 전개하고 디지털 시뮬레이션을 수행하여 최적 성능을 도출하였다. 먼저 Quadrature Detector의 시뮬레이션을 위해 RLC 탱크회로(Tank Circuit)로 구성된 PSN(Phase Shift Network)의 아날로그 전달함수를 First Order Hold 이론을 이용하여 디지털 전달함수로의 등가변환을 유도하였다. 또한 4FSK신호에 대한 Quadrature Detector의 복조신호 출력 형태가 4-level 신호인데, 이를 2개의 비교기(Comparator)만을 사용할 경우 최적 성능을 얻기 위한 임계레벨 결정과 동작 파라미터 Q값 설정방법을 제안하였으며 BER 분석을 통해 검증하였다.

Abstract

This paper presents a simulation model of the Quadrature detector to demodulate FSK signal, which is widely used in wireless paging system for its simple hardware implementation and economics of IC fabrication. Quadrature detector has nonlinear phase characteristic for changes linear changes of input signal frequency. So until now Quadrature detector system analysis remained a difficult problem and performance analysis has not been carried out adequately. On these backgrounds, this paper presents the FSK signal demodulation process using Quadrature detector and optimal performance derived from digital simulation technique. First, PSN(Phase Shift Network) which is composed of analog RLC tank circuit is transformed into its equivalent digital transfer function using First-order-hold theorem. Though the demodulated outputs of the Quadrature detector for 4FSK are 4-level signals, only 2 comparators are used and it is shown that optimal performance can be obtained by choosing operation parameter Q value and threshold level decision which are proposed herein.

* 正會員, 成均館大學校 電氣電子컴퓨터 工學部

(School of Electrical and Computer Engineering,

Sung Kyun Kwan University)

接受日字:1999年9月27日, 수정완료일:2000年2月10日

I. 서론

FSK(Frequency Shift Keying) 변조 기법은 등진폭(Constant Envelope) 특성이 우수하여 다른 변조 방식

에 비해 비선형성(Non-Linearity)에 강하다. 신호의 검출이 일반적으로 비동기 복조 방식(Non-Coherent Detection)으로 이루어지므로 동기 복조(Coherent Detection)에서 요구되어지는 반송파의 정확한 주파수와 위상을 수신단에서 알아야 하는 회로의 복잡성을 피할 수 있는 장점이 있어 무선통신 시스템, 메시지 전송시스템 등 간단한 음성 및 메시지 교환이 요구되는 이동통신 분야에 사용되고 있다. 그러나 대역 효율(Bandwidth Efficiency)과 전력 효율(Power Efficiency)이 다른 여타의 변조기법에 비해 상대적으로 떨어지는 단점도 있다.

FSK 신호는 다양한 복조 기술로 검파할 수 있는데 MFSK(M-ary FSK)의 신호 주파수에 해당하는 I(In-phase) 채널과 Q(Quadrature) 채널의 국부(Local) 신호와 상관되어 적분되어진 값의 합이 최대가 되는 것을 송신 신호로 결정하는 Integrated & Dump 방법과 신호 스펙트럼상에 각 신호의 위치에 알맞은 대역 통과필터(Bandpass Filter)를 설치한 뒤 포락선 검출기(Envelope Detector)를 통과시켜 전송신호를 판단하는 포락선 검출 방식이 전통적으로 사용되어지고 있다^[1]. 또한 판별기(Discriminator)에 의한 복조 방식이 널리 이용되고 있으며^{[2][3][4][5]}, 최근에 FFT를 이용한 복조 방식이 새로운 기술로서 개발되고 있는 실정이다^{[6][7]}.

특히 위상천이회로(PSN : Phase Shift Network)를 이용한 Quadrature Detection 복조방법은 하드웨어 구현이 간단하고 IC 제작이 경제적이어서 많이 사용되고 있으나^[8], 이에 대한 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 최적설계 및 성능분석이 아직 이루어지지 않은 상태이다.

이에 본 논문에서는 Quadrature Detector를 이용한 FSK 신호의 복조과정을 전개하고 디지털 시뮬레이션을 수행하여 최적성능을 도출하였다.

먼저 II장에서는 FSK 신호의 복조 기술 중 무선통신시스템에서 사용되고 있는 Quadrature Detector를 이용한 FSK의 복조 원리를 분석하였으며 III장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하기 위해 아날로그 전달함수를 디지털 등가변환하였다. IV장에서는 Quadrature Detector가 최적 성능을 나타내기 위한 동작 파라미터 Q값 설정 방법과 임계값 결정 방법에 대해 제안하였다. 그리고 V장에 본 논문의 결론을 맺었다.

II. Quadrature Detector의 원리

Quadrature Detector는 주파수 변조된 신호를 복조하는데 잘 알려진 복조기술 가운데 하나로 회로로 쉽게 구현될 뿐 아니라 경제적으로 IC를 제작할 수 있어 FM 및 FSK 신호 복조 단말기에 많이 사용되고 있다. Quadrature Detector는 그림 1과 같이 주파수 변조된 입력신호의 순간 주파수에 비례하여 위상을 변화(Shift)시키는 부분(PSN : Phase Shift Network)과 본래의 입력 신호와 위상변화된 신호와의 위상차를 검출하는 Product Detector (Phase Detector)로 구성되어 있다.

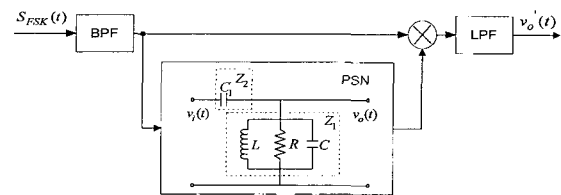


그림 1. Quadrature Detector의 블록도

Fig. 1. Block diagram of Quadrature detector.

복조 과정에서 위상천이회로(PSN)의 출력신호는 입력 순간주파수로부터 얻어진 위상변화 신호이므로 Phase Detector의 출력전압은 입력신호의 순간주파수에 비례하여 출력된다. 출력된 신호는 최종적으로 LPF를 통과함으로써 주파수에서 크기(Frequency to Amplitude)로의 전환이 이루어지므로 신호의 레벨에 따른 복조가 가능하다.

Quadrature Detector의 적절한 동작은 FM 변조된 신호의 경우라면 대역폭내에서 $\pm 5^\circ$ 이내의 위상변화의 선형적인 구간에서 동작되어야겠지만 FSK 신호처럼 심볼 주기동안에 일정한 주파수로 변조되는 신호는 위상변화의 구간을 넓게 사용하여 출력 신호간의 레벨 차이를 넓힐 필요가 있다. 따라서 적정범위의 대역폭에서 위상 변화를 통한 신호간의 레벨 변위를 최대화 시켜야 한다.

위상천이회로의 위상응답함수는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\phi(\omega) = \pi/2 - K(\omega - \omega_c) \quad (1)$$

여기서, K 는 비례상수이다.

FSK 신호를 통한 Quadrature Detector의 동작원리를 살펴보기 위해 MFSK신호를 식 (2)와 같이 정의한다.

$$S_{FSK}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2)$$

$A_c = \sqrt{\frac{2E}{T}}$ 이며, E 는 심볼 에너지, T 는 심볼주기, θ 는 초기위상이다.

FSK 신호가 위상천이회로를 통과한 후의 출력신호는 식 (3)과 같이 표현된다.

$$v_\theta(t) = \rho A_c \cos[\omega_i t + \theta + \Phi(\omega_i t)] \quad (3)$$

여기서, ρ 는 이득인자, $\omega_i = \omega_c + (2i-1-M)f_d$ ($i=1, 2, \dots, M$), ω_c 는 변조된 신호의 중심주파수, $\Phi(\omega_i t)$ 는 입력 주파수에 따른 위상의 회전값이다.

Product Detector의 출력특성은 $v_\theta(t)$ 과 $S_{FSK}(t)$ 의 cosine의 위상 차이에 비례하게 되는데 출력특성은 식 (4)와 같다.

$$v_o(t) = S_{FSK}(t) \times v_\theta(t) = \frac{1}{2} \rho A_c^2 [\cos(2\omega_i t + 2\theta + \Phi(\omega_i t)) + \cos(\Phi(\omega_i t))] \quad (4)$$

식 (4)는 LPF를 거치게 되면 왼쪽의 두 배 주파수 항은 사라지고 다음과 같은 신호가 출력된다.

$$\frac{1}{2} \rho A_c^2 \cos(\Phi(\omega_i t)) \quad (5)$$

여기서 RLC 병렬 공진 회로로 이루어진 PSN의 전달함수를 통해 위상특성 $\Phi(\omega_i t)$ 을 유도하면 다음과 같다.

$$H(\omega) = \frac{v_o(\omega)}{v_i(\omega)} = \frac{Z_1(\omega)}{Z_1(\omega) + Z_2(\omega)} = \frac{j\omega RC_1}{1 + jR\left(\omega(C+C_1) - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (6)$$

따라서 공진중심주파수 ω_c 를 $\omega_c^2 = \frac{1}{L(C_1+C)}$ 이라고 놓으면, 식 (7)과 같이 Q값을 얻어 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q = \frac{R}{\omega_c L} = R\omega_c(C_1+C) \quad (7)$$

$$\frac{v_o(\omega)}{v_i(\omega)} = \frac{j\omega RC_1}{1 + jQ\left(\frac{\omega_i}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_i}\right)} \quad (8)$$

식 (8)로 부터 PSN의 위상응답특성은 다음과 같다.

$$\Phi(\omega_i) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left[Q\left(\frac{\omega_i}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_i}\right)\right] = \frac{\pi}{2} - \eta \quad (9)$$

이것은 ω_c 에서 90° 만큼의 위상천이를 가지며 이를 중심으로 FSK신호가 입력되어 각각 다른 위상천이를 발생시키게 된다.

III. PSN의 디지털 등가회로 구현

Quadrature Detector의 회로모델을 시뮬레이션하기 위해 PSN의 아날로그 전달함수를 등가적인 디지털 전달함수로의 변환작업을 거쳐 구현한다.

컴퓨터 시뮬레이션을 하기 위해서는 위 Laplace 식 (8)을 Z-변환을 한 후에 선형방정식으로 만들어야 한다.

아날로그 전달함수의 등가 디지털 전달함수로의 변환(전달함수가 주어졌을 때의 Z-변환을 통한 시뮬레이션 방법)은 Impulse-Invariant 방법으로 수행하며 First Order Hold 이론을 적용하여 근사 디지털변환을 유도하였다.

이 이론에 따르면 $H(s)$ 가 선형전달함수임을 가정할 때 디지털 전달함수 $H(z)$ 는 다음과 같이 변환될 수 있다.

$$H(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} Z\left\{L^{-1}\left[\frac{H(s)}{s^2}\right]\right\} \quad (10)$$

위의 그림 1의 RLC 병렬 공진 회로를 Laplace 식으로 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$H(s) = \frac{s^2 RLC_1}{s^2 RL(C+C_1) + sL + R} \quad (11)$$

식 (11)을 $\frac{H(s)}{s^2}$ 의 형태로 변형하면 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{H(s)}{s^2} &= \frac{RLC_1}{s^2 RL(C+C_1) + Ls + R} \\ &= \frac{\frac{C_1}{C+C_1}}{s^2 + \frac{sL}{RL(C+C_1)} + \frac{R}{RL(C+C_1)}} \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)의 2차 분모항의 근을 구하여 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{H(s)}{s^2} = \frac{\frac{C_1}{C+C_1}}{\left[s + \frac{1}{2R(C+C_1)} - j\frac{\sqrt{4\frac{R^2}{L^2}(C+C_1)-1}}{2R(C+C_1)}\right] \left[s + \frac{1}{2R(C+C_1)} + j\frac{\sqrt{4\frac{R^2}{L^2}(C+C_1)-1}}{2R(C+C_1)}\right]} \quad (13)$$

여기서, 식의 간단화를 위해 $\sqrt{4\frac{R^2}{L}(C+C_1)-1}$ 를 $\sqrt{\quad}$ 로만 표시하여 정리하면 식 (14)와 같다.

$$\frac{H(s)}{s^2} = \left(\frac{-j}{s + \frac{1-j\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}} + \frac{j}{s + \frac{1+j\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}} \right) \cdot \frac{RC_1}{\sqrt{\quad}} \quad (14)$$

S-Domain에서 Single Pole 전달함수들의 Z-변환은 분모항이 2차이며 식 (15)와 같은 경우 식 (16)과 같이 변환될 수 있다.

$$H(s) = \frac{C_1}{s-p_1} + \frac{C_1^*}{s-p_1^*} \quad (15)$$

$$H(z) = \frac{C_1}{1-e^{p_1 T} z^{-1}} + \frac{C_1^*}{1-e^{p_1^* T} z^{-1}}$$

$$= \frac{2C_r - [C_r \cos(p_i T) + C_i \sin(p_i T)] 2e^{p_r T} z^{-1}}{1 - 2e^{p_r T} \cos(p_i T) z^{-1} + e^{2p_r T} z^{-2}} \quad (16)$$

여기서, *는 공액복소근을 나타내며 $p_1 = p_r + jp_i$, $C_1 = C_r + jC_i$ 이다.

따라서 아날로그 전달함수 식 (14)는 다음과 같이 디지털 등가함수로 변환될 수 있다.

$$Z \left[L^{-1} \left\{ \frac{H(s)}{s^2} \right\} \right] = \frac{RC_1}{\sqrt{\quad}} \cdot \left[\frac{\sin\left(\frac{T\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}\right) \cdot 2e^{-\frac{T}{2R(C+C_1)}} z^{-1}}{1 - 2e^{-\frac{T}{2R(C+C_1)}} \cos\left(\frac{T\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}\right) z^{-1} + e^{-\frac{T}{R(C+C_1)}} z^{-2}} \right] \quad (17)$$

최종적으로 First Order Hold 이론에 맞춰 등가회로의 변환을 수행하기 위해 $H(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} Z \left\{ L^{-1} \left[\frac{H(s)}{s^2} \right] \right\}$ 를 구하여 정리하면 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{RC_1}{T\sqrt{\quad}} \cdot \left[\frac{\sin\left(\frac{T\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}\right) \cdot 2e^{-\frac{T}{2R(C+C_1)}} \cdot (1-z^{-1})^2}{1 - 2e^{-\frac{T}{2R(C+C_1)}} \cos\left(\frac{T\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}\right) z^{-1} + e^{-\frac{T}{R(C+C_1)}} z^{-2}} \right] \quad (18)$$

식 (18)을 IIR 필터로 구현하기 위해 Difference Equation 으로 전환하면 Z-변환한 전달함수의 일반식이 식 (19)와 같을 때,

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^M b_k z^{-k}} \quad (19)$$

IIR 디지털 필터의 구현은 식 (20)과 같은 Difference Equation으로 나타낼 수 있다.

$$y(n) = \sum_{k=0}^N a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M b_k y(n-k) \quad (20)$$

따라서 위의 식 (18)로부터 Difference Equation을 구하면 식 (21)과 같다.

$$y(n) = \frac{RC_1}{T\sqrt{\quad}} \cdot \sin\left(\frac{T\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}\right) \cdot 2e^{-\frac{T}{2R(C+C_1)}} \cdot \{x(n) - 2x(n-1) + x(n-2)\} + 2 \cdot e^{-\frac{T}{2R(C+C_1)}} \cdot \cos\left(\frac{T\sqrt{\quad}}{2R(C+C_1)}\right) \cdot y(n-1) - e^{-\frac{T}{R(C+C_1)}} \cdot y(n-2) \quad (21)$$

식 (21)을 RLC Quality Factor(Q)와 샘플링 주기 T를 이용한 관계식으로 유도하면 식 (7)과 식 (8)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sqrt{\quad} = \sqrt{4\frac{R^2}{L}(C+C_1)-1} = \sqrt{4Q^2-1} \quad (22)$$

$$\left| \frac{v_o}{v_i} \right| = \omega_c RC_1 = 1 \quad (23)$$

여기서 $T = 1/(f_c \times N_s)$ 로 놓으면 $f_c \times N_s$ 는 샘플링 주파수가 되며 N_s 는 중심주파수신호에서의 샘플수가 된다. 위의 관계식들을 이용하여 식 (20)을 다시 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$y(n) = \frac{N_s \cdot e^{-\frac{\pi}{Q \cdot N_s}} \cdot \sin\left(\frac{\pi\sqrt{4Q^2-1}}{Q \cdot N_s}\right)}{\pi\sqrt{4Q^2-1}} \{x(n) - 2x(n-1) + x(n-2)\} + 2 \cdot e^{-\frac{\pi}{Q \cdot N_s}} \cdot \cos\left(\frac{\pi\sqrt{4Q^2-1}}{Q \cdot N_s}\right) y(n-1) - e^{-\frac{2\pi}{Q \cdot N_s}} y(n-2) \quad (24)$$

위의 유도된 식에서 보는 바와 같이 Analog RLC Tank Circuit의 전달함수를 시뮬레이션을 위해 디지털 함수로 표현하면 이득에 관계된 N_s 와 동작특성을 결정하는 Q 값의 두가지 항으로 구성된 전달함수를 갖게 된다.

이를 Direct Form I 구조 형태의 디지털 등가 회로

로 구현하면 그림 2와 같다.

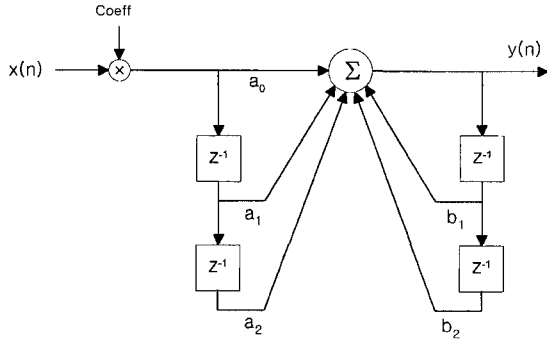


그림 2. PSN의 등가 디지털 모델
Fig. 2. Digital equivalent model of the PSN.

위 등가 회로에서의 각 Coefficient 들은 다음과 같다.

$$\text{Coeff} = \frac{N_s \cdot e^{-\frac{\pi}{Q \cdot N_s}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \sqrt{4Q^2 - 1}}{Q \cdot N_s}\right)}{\pi \sqrt{4Q^2 - 1}}$$

$$a_0=1, a_1=-2, a_2=1,$$

$$b_1=2 \cdot e^{-\frac{\pi}{Q \cdot N_s}} \cdot \cos\left(\frac{\pi \sqrt{4Q^2 - 1}}{Q \cdot N_s}\right), b_2=-e^{-\frac{\pi}{Q \cdot N_s}}$$

IV. Quadrature Detector의 최적 구현

1. 설계된 PSN의 동작 검증

위와 같이 IIR 형태의 필터로 설계된 Quadrature Detector의 성능을 평가하기 위하여 4FSK신호를 Butterworth 3차 BPF를 이용하여 실제시스템의 대역 제한환경을 고려하였으며 다음과 같은 각단의 출력과형을 살펴보았다. 시뮬레이션 환경은 $N_s=4$ 로 $Q=30$ 으로 수행하였으며 IF 중심주파수 $f_c=320$ KHz로 하였다.

설계 여부의 정확성을 검증하기 위해 일단 저주파 영역에서 f_c 에서의 위상천이값은 $\pi/2$ 가 일어나는지 그림 3을 통해 확인할 수 있었다. 아울러 f_1 과 f_4 의 위상천이값은 각각 $\pi, 0$ 부근의 값을 가지는 것을 확인하였다.

그림 4는 4FSK의 신호를 각각 $f_1=315.2$ KHz, $f_2=318.4$ KHz, $f_3=321.6$ KHz, $f_4=324.8$ KHz 으로 하여 f_1, f_2, f_3, f_4 순서의 반복패턴 4FSK신호를 발생시켰을

때 얻어진 BPF후의 4FSK신호와 PSN신호의 Exclusive-OR 출력과형을 나타내고 있다. 이는 그림 1의 Product Detector에 해당되게 된다. 출력특성은 1과 -1의 두가지 출력값으로 나타나게 되며 패턴의 빈도수에 따라 LPF의 Level 값을 결정하게 된다. 이것은 일종의 PDM(Pulse Density Modulation)신호로서 LPF를 거쳐 아날로그 신호로 바꾸어주는 $\Delta-\Sigma$ 변조와 같은 효과를 나타내게 된다.

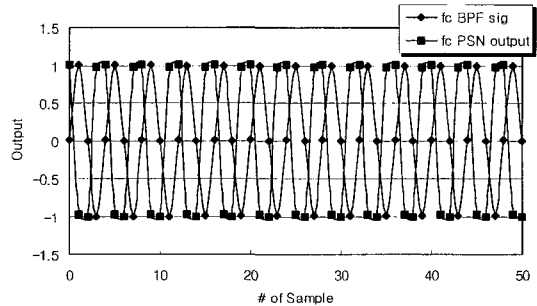


그림 3. f_c 신호의 PSN 통과 출력 파형
Fig. 3. PSN output characteristic for the f_c signal.

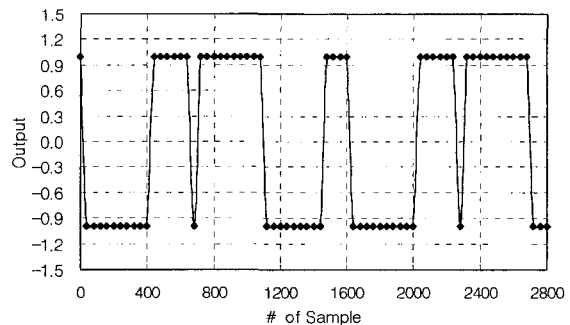


그림 4. 4FSK신호에 대한 Exclusive-OR 출력 파형
Fig. 4. Ex-OR output characteristics for the 4FSK signals.

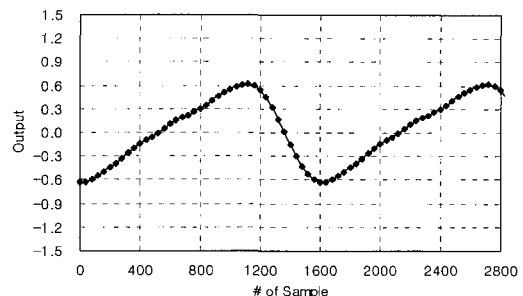


그림 5. 4FSK 신호에 대한 LPF 출력 파형
Fig. 5. LPF output characteristics for the 4FSK signals.

그림 5는 그림 4의 신호를 간단한 RC LPF를 통과시켜 얻은 파형이다. 보는 바와 같이 심볼결정 지점에서 서로 다른 4-level로 구분되는 값을 가짐을 알 수 있으나 심볼결정 지점에서의 큰 기울기(Slope)특성 때문에 실제 Quadrature Detector의 복조성능은 그다지 우수하지 않을 것으로 사료된다.

2. Quadrature Detector의 Q값 및 임계값 결정

2.1 PSN의 위상 응답 특성

Quadrature Detector는 동작원리가 입력신호의 주파수에 따른 위상변화에 기초하고 있으므로 PSN의 위상 변화 파라미터 Q값의 결정은 매우 중요하다.

위상응답함수 식 (9)로부터 $a = Q \left(\frac{\omega_i}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_i} \right)$ 라 치환했을 경우 Quadrature Detector의 IF 주파수 320KHz에서의 Q값에 따른 PSN의 출력특성을 분석하면 Q값이 클수록 주파수에 따라 $a = Q \left(\frac{\omega_i}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_i} \right)$ 는 선형적인 특성을 가지며 커지지만 실제적인 위상 변화는 arctan함수의 특성으로 인하여 비선형적인 특성으로 나타난다. 이에 따른 Quadrature Detector의 출력특성 역시 그림 6과 같이 주파수에 따라 비선형적인 값을 가짐을 알 수 있다. Q값이 낮을수록 위상변화가 적고 선형구간이 넓은 특성을 가지게 되지만 4FSK 신호를 구분하기 위한 출력신호간의 레벨차이가 분명치 않으므로 적절한 Q값 선택이 요구되어 진다. Q값 결정과 임계값 결정의 방법은 4.2.2절에서 다루었는데 그 결과 320KHz 시뮬레이션에서 최적으로 결정된 Q=29 (30 부근)값의 출력을 그림 6에서 살펴보면 출력이 중심주파수를 중심으로 비교적 선형적이며 신호가 위치한 4개의 각 주파수 $f_1=315.2, f_2=318.4, f_3=321.6, f_4=324.8$ KHz(tone간격은 3.2KHz)에서의 레벨 구분이 비교적 명확한 것을 알 수 있다.

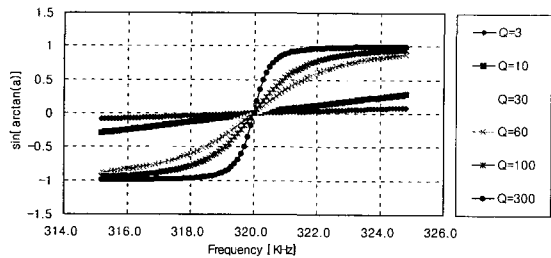


그림 6. Q에 따른 PSN 출력값 특성(정규화 경우)
Fig. 6. PSN output characteristics for the Q (Normalized case).

2.2 Q값 및 임계값 결정 시뮬레이션

파라미터 Q값 및 임계값 결정을 위한 시뮬레이션 환경은 BPF필터는 Butterworth 3차 IIR 필터이며 Lowpass 필터는 Butterworth 2차 IIR필터로 하였다. IF 중심 주파수는 320KHz 이며 신호간 tone간격은 3.2KHz, $N_s=4$ 로 설정하였다.

Q값 결정 및 임계값 결정 기준은 다음을 만족해야한다. 위상 전이 범위는 $[-\pi/2 \sim \pi/2]$ 이며 Q값이 높아질수록 FSK신호의 최대 주파수의 신호는 최대 위상차이값에 근접하게 되므로 LPF를 거치는 신호는 최대값을 가지게 된다. 그러나 4FSK 신호에서는 LPF 출력의 4-level의 신호간격이 균등하게 넓을수록 심볼 결정시의 오차를 줄일 수 있으므로 이에 적합한 Q값의 선택으로 각 신호의 주파수에서 적절한 위상천이를 가지도록 설계할 필요가 있다.

PSN의 위상 응답 특성은 arctan특성과 위상응답에 따른 정현파 출력값의 특성으로 인해 일정간격으로 출력되지 않으므로 다음과 같은 Q값 결정 방법을 제안한다.

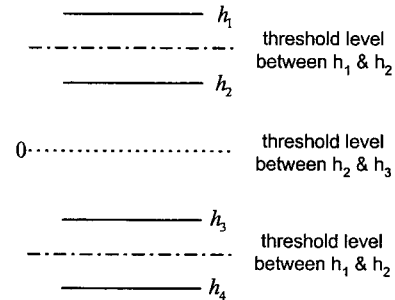


그림 7. 4FSK 신호의 임계값 결정

Fig. 7. Decision of threshold level for the 4FSK signals.

Quadrature Detector를 이용한 4FSK 신호 검출은 그림 7과 같이 h_1 과 h_2, h_3 와 h_4 의 레벨간격은 거의 같으며 이들의 간격은 h_2 와 h_3 의 간격에 비하여 좁다. 따라서 임계값의 결정은 h_1 과 h_2, h_3 와 h_4 의 레벨간격이 최대가 되는 곳으로 결정해야 한다.

h_1 과 h_2, h_3 와 h_4 의 레벨간격이 최대가 되는 지점을 찾기 위해 다음과 같은 방법으로 데이터를 얻는다.

최대 레벨값 : $(h_1 + (-h_4))/2$

중간 레벨값 : $(h_2 + (-h_3))/2$

레벨 차이값 : 최대 레벨값 - 중간레벨값 = $(|h_1 -$

$$h_2 + |h_3 - h_4|/2$$

즉, 최대 레벨값(Peak value)은 $(h_1 + (-h_4))/2$ 와 같이 구하며 중간 레벨값(Peak below value)은 $(h_2 + (-h_3))/2$ 로 구한다. 이와 같이 평균값으로 계산하여 얻는 이유는 비교기(Comparator)를 2개만 사용하여 구현하기 위해 처음 비교기로 0을 기준으로 양수인지 음수인지를 먼저 판단하고 다음 비교기로 High인지 Low인지 판단하기 위함이다.

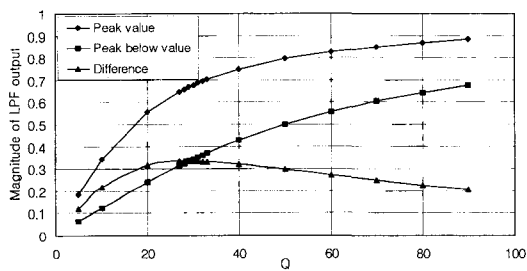


그림 8. Q 값에 따른 신호레벨
Fig. 8. Signal levels for the Q.

표 1. Q 값 결정 Table
Table 1. Decision table of the Q.

분류 Q	최대 레벨값	중간 레벨값	차이 레벨값
28	0.6978	0.3243	0.3335
29	0.6685	0.3340	0.3345
30	0.6767	0.3434	0.3334
31	0.6860	0.3524	0.3336
32	0.6943	0.3615	0.3328

그림 8은 위와 같은 방법으로 최대 레벨값, 중간 레벨값 그리고 그의 차이 레벨값을 시뮬레이션을 통해 나타낸 것이다. Q 값은 그래프에서 살펴볼 수 있듯이 30주변의 값에서 level 간의 차이가 가장 분명해 짐을 알 수 있으며 이에 대한 값은 표 1에 잘 나타나 있다. 이로서 Q=29에 그 차이가 가장 크게 되므로 이를 택하면 최적 성능을 얻을 수 있다. 또한 비교기는 첫 번째 비교기가 Quadrature detector의 출력이 양인지 음인지를 판단할 수 있게 0으로 임계레벨이 결정되며 두 번째 비교기는 최대 레벨값과 중간 레벨값의 중간값을

임계레벨로 선정(위의 Q값이 29인 경우는 0.50125)하여 4-level중 어느 위치에 해당하는지를 판단하여 4FSK 신호를 최적으로 복조할 수 있게 된다.

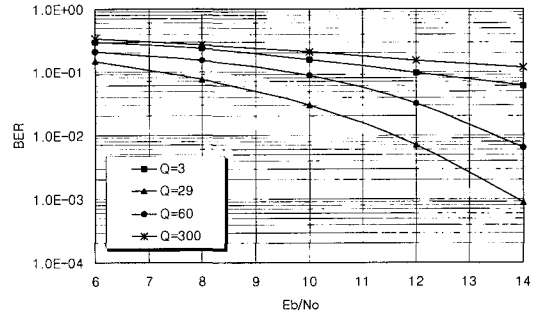


그림 9. Q값에 따른 4FSK BER 성능곡선
Fig. 9. 4FSK BER performance for the Q.

최적 Q값에 대한 4FSK BER 성능평가를 수행하기 위해 Quadrature Detector의 BPF의 대역은 15KHz, LPF의 차단주파수는 1.6KHz로 하였다. 시뮬레이션 결과 그림 9와 같이 앞서 결정한 Q=29 일 경우가 가장 좋은 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다. Q값이 너무 낮으면 신호간의 위상차이가 작은 값을 가지게 되고 잡음 입력 레벨이 신호레벨 보다 커지게 되어 신호 결정시에 에러를 유발하게 된다. 반면 Q값이 너무 높으면 f_1 과 f_4 신호의 레벨 차이는 좋아지지만 중간레벨신호와 최대레벨신호간의 위상차이는 최적이지 않기 때문에 BER 성능이 열화된다.

V. 결론

본 논문에서는 현재 무선호출 시스템의 단말기에 사용되고 있는 FSK 신호 복조를 위한 Quadrature Detector의 최적 성능을 유도하기 위해 Impulse-Invariant 방법으로 디지털 등가변환을 수행하고 동작 파라미터 Q값의 최적 도출 방법을 제안하였다. AWGN 환경에서 Quadrature Detector에 대한 수학적 BER분석은 쉽지 않은데, 그 이유는 PSN의 주파수에 대한 위상 변화가 비선형 특성을 보이는데다가 FSK 신호는 PSK와 같은 선형변조가 아닌 비선형 변조이기 때문이다.

현재 국내에 적용하려는 4FSK 시스템은 2FSK 시스템보다 두 배의 데이터 전송율을 가지지만 Q값에 의한 성능차이가 심하기 때문에 이의 최적값 설정이 중요하였다. 제안한 Q값 결정방법으로 IF 중심주파수=320

KHz에서의 시뮬레이션 결과는 최적 $Q=29$ 였으며 그 외의 Q 값보다 가장 좋은 BER 성능을 나타내었다. 본 논문의 연구를 통하여 전체 시스템의 핵심이 되는 복조기 설계를 디지털 모델화하고 시뮬레이션이 가능하게 함으로서 최적의 성능 시스템 설계를 기대할 수 있으리라 생각된다.

아울러 최근 국내에도 무선호출시스템에 양방향 서비스가 도입되고 있는 실정과 모든 알고리즘 개발 과정이 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 수행되고 있는 현실을 감안해 볼 때 FSK 복조를 위한 Quadrature Detector의 디지털 시뮬레이터 구현 및 최적 성능 도출을 위한 연구는 상당히 의의가 깊다 하겠다.

참 고 문 헌

- [1] Bernard Sklar, Digital Communications, Prentice Hall, 1988.
- [2] Marvin K. Simon and Charles C. Wang "Differential Versus Limiter-Discriminator Detection of Narrow-Band FM," IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-31, No.11, pp. 1227-1234, November 1983.
- [3] Israel Korn, "M-ary Frequency Shift Keying with Limiter-Discriminator-Integrator Detector in Satellite Mobile Channel with Narrow-Band Receiver Filter," IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-38, No.10, pp. 1771-1778, October 1982.
- [4] N. Ekanayake, "On Differential Detection of Binary FM," IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-32, No.4, pp. 469-470, April 1984.
- [5] R. F Pawula, "On the Theory of Error Rates for Narrow-Band Digital FM," IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-29, No.11, pp. 1634-1643, November 1981.
- [6] Matt Ettus, Michael Batz and Michael Lu, "Advanced HF Radio Digital Modem," Digital Communications and Signal Processing Project, Final Report, May 1997.
- [7] N. Ekanayake, "A New Short-Time DFT FSK Demodulation Method for LEO Satellite Communication Systems," IEICE Trans. on Comm., Vol. E79-B, No.10, pp. 1592-1597, October 1996.
- [8] Theodore S. Rappaport, Wireless Communications, Prentice Hall, 1996.

저 자 소 개



金基潤(正會員)

1997년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1999년 2월 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 졸업(공학석사). 1999년~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 박사과정. 주관심분야 : 디지털 모

템 설계, 디지털 신호처리, 이동통신, 위성통신 등



崔炯辰(正會員)

1974년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1976년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(공학석사). 1976년 3월~1979년 7월 : 주식회사 금성사 중앙연구소 기정(과장급) 연구원. 1979년 9월~

1982년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과 졸업(공학박사). 1982년 10월~1989년 2월 : 미국 LinCom Corp. 책임 연구원. 1989년 3월~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부(정교수). 주관심분야 : 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 모뎀 기술 등임